

**ION CIOC
NĂSTASE BICHIR
NICOLAE CRISTEA**

Îndrumar de proiectare

SCRISUL ROMÂNESC

Dr. Ing. ION CIOC / Dr. Ing. NĂSTASE BICHIR / Ing. NICOLAE CRISTEA

MAȘINI ELECTRICE

ION CIOC ● NĂSTASE BICHIR ● NICOLAE CRISTEA

MAȘINI ELECTRICE

ÎNDRUMAR DE PROIECTARE

EDITURA ȘTIINȚĂ, PLOIEȘTI - 1978

Dr. Ing. ION CIOC Dr. Ing. NĂSTASE BICHIR Ing. NICOLAE CRISTEA

MAȘINI ELECTRICE

ÎNDRUMAR DE PROIECTARE

VOL. II



EDITURA SCRISUL ROMÂNESC CRAIOVA — 1981

MAȘINI ELECTRICE

INDRUMAR DE PROIECTARE

VOL. II

Coperta: **EUSTAȚIU GREGORIAN**

EDITURA ȘTIINȚELOR ROMÂNESCHE, BUCUREȘTI — 1981

Cuprinsul

PREFAȚĂ	9
PARTEA ÎNȚI: PROIECTAREA MAȘINII ASINCRONE	11
CAPITOLUL 1. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII ASINCRONE	13
1.1. Determinarea mărimilor de calcul ale mașinii	13
1.1.1. Numărul de poli $2p$	13
1.1.2. Puterea aparentă absorbită nominală S_N și curentul nominal pe fază I_N	13
1.1.3. T.e.m. de fază E_1 și puterea aparentă interioară S_1	16
1.1.4. Factorul de înfășurare k_w de formă k_B și coeficientul de acoperire ideală a pasului polar α_i	18
1.2. Calculul dimensiunilor principale	20
1.2.1. Dependența puterii interioare de dimensiunile și sollicitările electromagnetice ale mașinii; coeficientul de utilizare	20
1.2.2. Calculul diametrelor statorului	21
1.2.3. Calculul lungimilor mașinii asincrone	26
1.3. Determinarea lățimii întrefierului	29
1.4. Sollicitările electromagnetice ale mașinii asincrone	30
1.4.1. Sollicitările electrice	31
1.4.2. Sollicitările magnetice	31
1.5. Înfășurarea și creștăturile statorului	32
1.5.1. Numărul de creștături ale statorului	35
1.5.2. Elementele înfășurării statorului	37
1.5.3. Tipul înfășurării și dimensiunile creștăturii	40
1.6. Înfășurarea și creștăturile rotorului	47
1.6.1. Numărul de creștături și tipul înfășurării	47
1.6.2. Dimensionarea conductorului și creștăturii rotorului	57
1.7. Calculul circuitului magnetic și curentului de magnetizare	63
1.7.1. Jugul și diametrul interior, ale rotorului	63
1.7.2. Tensiunea magnetomotoare pe o pereche de poli	65
1.7.3. Curentul de magnetizare	72

1.8. Parametrii înfășurărilor mașinii asincrone	73
1.8.1. Tipuri de bobine și dimensiunile lor	73
1.8.2. Determinarea rezistențelor înfășurărilor	89
1.8.3. Determinarea reactanțelor înfășurărilor	92
1.8.4. Determinarea parametrilor rotorului mașinii asincrone cu influența refulării curentului	110
1.8.5. Influența saturației magnetice asupra parametrilor	122
1.8.6. Raportarea parametrilor rotorului la stator	128
1.8.7. Parametrii mașinii asincrone în unități relative	128
1.9. Calculul caracteristicilor mașinii asincrone cu parametri constanți	129
1.9.1. Metoda analitică	130
1.9.2. Metoda grafo-analitică (diagrama cercului)	136
1.9.3. Dimensionarea coliviei în scurtcircuit normală, în funcție de valorile impuse	140
1.10. Calculul caracteristicilor mașinii asincrone cu parametri variabili	143
1.10.1. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu colivie cu bare înalte	143
1.10.2. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu colivie dublă	149
CAPITOLUL 2. EXEMPLU DE CALCUL ELECTROMAGNETIC	167
Cazul 1: Motor asincron trifazat de înaltă tensiune	167
I. MOTORUL CU ROTORUL BOBINAT (CU INELE COLECTOARE)	168
2.1. Determinarea mărimilor de calcul	168
2.2. Calculul dimensiunilor principale	169
2.3. Determinarea lății întrefierului	172
2.4. Înășurarea și creștăturile statorului	172
2.5. Înășurarea și creștăturile rotorului bobinat	177
2.6. Jugul și diametrul interior al rotorului	181
2.7. T.m.m. pe o pereche de poli și curentul de magnetizare	182
2.8. Parametrii înfășurărilor mașinii asincrone cu rotorul bobinat	186
2.9. Calculul pierderilor și randamentului mașinii asincrone	193
2.10. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu rotorul bobinat	200
II. MOTORUL CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU BARE ÎNALTE	207
2.11. Înășurarea și creștăturile rotorului în scurtcircuit cu bare înalte	207
2.12. Jugul și diametrul interior al rotorului	212
2.13. T.m.m. pe o pereche de poli și curentul de magnetizare	213
2.14. Parametrii înfășurărilor mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte	215
2.15. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte	220
III. MOTORUL CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU DUBLĂ COLIVIE	223
2.16. Înășurarea și creștăturile rotorului în scurtcircuit cu colivie dublă	223
2.17. Jugul și diametrul interior al rotorului	234

2.18. T.m.m. pe o pereche de poli și curentul de magnetizare	234
2.19. Parametrii înfășurărilor mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit cu colivie dublă	237
2.20. Calculul caracteristicilor motorului asincron cu dublă colivie	242
Cazul 2: Motor asincron trifazat de joasă tensiune	246
2.21. Determinarea mărimilor de calcul	246
2.22. Calculul dimensiunilor principale	247
2.23. Determinarea lății întrefierului	249
2.24. Înășurarea și creștăturile statorului	250
PARTEA A DOUA. PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI ELECTRIC	255
CAPITOLUL 3. CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL TRANSFORMATORULUI	257
3.1. Elementele de bază pentru proiectarea transformatorului	257
3.1.1. Mărimile electrice de bază	257
3.1.2. Izolația principală a transformatorului	260
3.1.3. Tabla electrotehnică și solicitările magnetice utilizate în construcția transformatoarelor	263
3.2. Dimensiunile principale ale circuitului magnetic	266
3.2.1. Scheme de circuite magnetice	267
3.2.2. Forme ale secțiunii coloanei	269
3.2.3. Relații de calcul pentru aria netă și diametrul coloanei	273
3.3. Înășurările transformatoarelor	284
3.3.1. Elemente necesare pentru realizarea și dimensionarea înfășurărilor	284
3.3.2. Forme constructive de bobine și înfășurări	298
3.3.3. Prizele de reglaj și reducerea solenaiților	325
3.3.4. Elementele de bază și criteriile pentru alegerea tipurilor constructive de înfășurări	328
3.4. Calculul parametrilor de scurtcircuit și definitivarea soluției alese pentru înfășurări	334
3.4.1. Determinarea pierderilor de scurtcircuit	334
3.4.2. Determinarea tensiunii de scurtcircuit	339
3.4.3. Verificarea solicitărilor mecanice din înfășurări	343
3.4.4. Încălzirile înfășurărilor în timpul scurtcircuitului	347
3.5. Dimensionarea circuitului magnetic (definitiv) și calculul mărimilor la funcționarea în gol	348
3.5.1. Circuitul magnetic (dimensionare)	348
3.5.2. Determinarea pierderilor și a curentului la funcționarea în gol	356
3.6. Calculul caracteristicilor de funcționare	357
3.6.1. Caracteristicile externe	358
3.6.2. Caracteristicile randamentului	358
CAPITOLUL 4. CUVA, ACCESORIILE ȘI CALCULUL TERMIC AL TRANSFORMATORULUI	359
4.1. Cuvă transformatorului	359
4.1.1. Tipurile constructive de cuve și elementele lor de bază	359
4.1.2. Forma interioară a cuvei și dimensiunile ei	366
4.2. Accesorii principale ale transformatorului	369
4.2.1. Conservatorul de ulei	369
4.2.2. Izolatoarele de trecere	371

4.2.3. Comutatorul de reglare a tensiunii	373
4.2.4. Releul de gaze	375
4.2.5. Supapa de siguranță	375
4.2.6. Filtrul de aer	376
4.2.7. Alte accesorii	376
4.3. Calculul termic al transformatorului	377
4.3.1. Calculul termic al înfășurărilor	377
4.3.2. Calculul termic al miezului	383
4.3.3. Calculul căderii de temperatură dintre peretele cuvei și aer	385
4.3.4. Determinarea supratemperaturilor înfășurărilor și uleiului, față de temperatura mediului ambiant	387
4.3.5. Încărcarea transformatoarelor, la temperaturi scăzute ale mediului ambiant	387
4.3.6. Influența factorilor externi asupra încălzirii transformatoarelor	388
CAPITOLUL 5. EXEMPLE DE CALCUL AL TRANSFORMATOARELOR	389
5.1. Dimensionarea unui transformator trifazat în ulei	389
5.1.1. Mărimi electrice de bază	390
5.1.2. Determinarea dimensiunilor principale (orientative)	390
5.1.3. Alegerea și dimensionarea înfășurărilor	392
5.1.4. Calculul parametrilor de scurtcircuit	395
5.1.5. Verificarea solicitărilor mecanice	398
5.1.6. Verificarea încălzirilor înfășurărilor la scurtcircuit	399
5.1.7. Dimensionarea circuitului magnetic (definitiv) și calculul mărimilor la funcționarea în gol	400
5.1.8. Caracteristicile de funcționare în sarcină	407
5.1.9. Calculul termic al transformatorului	407
5.2. Dimensionarea unui transformator trifazat uscat	411
5.2.1. Mărimile electrice de bază	412
5.2.2. Determinarea dimensiunilor principale (orientative)	412
5.2.3. Alegerea și dimensionarea înfășurărilor	413
5.2.4. Calculul parametrilor de scurtcircuit	415
5.2.5. Verificarea solicitărilor mecanice	418
5.2.6. Determinarea timpilor maximi de scurtcircuit	419
5.2.7. Dimensionarea circuitului magnetic (definitiv) și calculul mărimilor la funcționarea în gol	419
5.2.8. Caracteristicile la funcționarea în sarcină	423
ANEXE	425
BIBLIOGRAFIE	463

Prefață

Prezentul îndrumar este continuarea volumului întâi și cuprinde mașina asincronă și transformatorul. Mașina sincronă și unele probleme specifice de proiectare (recalculări, schimbări de caracteristici etc.) vor fi cuprinse în volumul al treilea.

În prima parte a lucrării este tratată mașina asincronă trifazată, ca motor, în toate variantele constructive de rotor: bobinat și în scurtcircuit. Se pornește cu determinarea mărimilor de calcul necesare, apoi sînt expuse detaliat toate celelalte etape ale calculului electromagnetic de dimensionare și verificare a performanțelor tehnice obținute: dimensiuni, tipuri de înfășurări, parametri, caracteristici. Pentru fiecare etapă sînt indicate alături metodele și soluțiile posibile de rezolvare a problemei, cît și caracterizarea fiecăreia, din care să rezulte astfel varianta optimă sub aspect tehnic și economic.

În mod deosebit se remarcă elementele legate de calculul coliviei în scurtcircuit. Sînt cuprinse toate tipurile normale și speciale de colivii cu contribuții esențiale, mai ales în ceea ce privește dubla colivie unde, spre deosebire de literatura existentă în care se includ o serie de simplificări dovedite neraționale, în lucrare sînt cuprinși toți factorii, astfel că rezultatele obținute prin calcul sînt foarte apropiate de cele verificate experimental: curentul de pornire, cuplul de pornire, capacitatea de supraincercare.

În partea a doua este tratat transformatorul trifazat de forță. Ca și în prima parte se face mai întâi o prezentare generală a tuturor problemelor necesare, cu ample discuții ale variantelor posibile, urmată de o caracterizare la concret a acestora cu avantajele și dezavantajele fiecăreia, alături sub aspect tehnic cît și economic.

Gradarea problemelor este cuprinsă în modul de prezentare a lucrării sub forma unor verificări preliminare a principalelor date impuse de temă, după care se optează asupra variantei definitive.

Pentru o fixare mai bună a elementelor expuse, fiecare parte este însoțită de exemple de calcul considerate mai semnificative, din care să reieșe modul concret de rezolvare a unor teme impuse.

În lucrare s-au avut în vedere toate elementele noi și de actualitate: STAS-uri, norme, literatură, publicații și comunicări de specialitate.

Așa cum este concepută, avînd la bază și bogata experiență în proiectare a autorilor, lucrarea poate fi utilă unui cerc foarte larg de specialiști în acest domeniu: muncitori cu înaltă calificare, studenți, ingineri, doctoranzi.

Modul de tratare a problemelor corespunde de asemenea tendinței actuale de utilizare, pe scară tot mai largă, în proiectare, a calculatoarelor electronice.

Sîntem recunoscători tuturor celor care, prin sugestii și propuneri, vor contribui la ridicarea calitativă a lucrării.

AUTORII

Partea întâi

PROIECTAREA MAȘINII ASINCRONE

În ultimul timp, datorită calităților sale în exploatare ca urmare a robusteții pe care o prezintă și a simplității construcției, mașina asincronă este folosită pe o scară din ce în ce mai largă. Este cunoscut, de asemenea, faptul că regimul cel mai frecvent întâlnit în folosirea mașinii asincrone este cel de motor, în special pentru sistemul trifazat.

În funcție de destinație, diferă atât construcția cît și modul de protecție al mașinii: orizontal, vertical, înclinat, închis, anti-exploziv etc., elemente care influențează gradul de solicitare și deci gabaritul mașinii. În cele ce urmează, atunci cînd nu se fac mențiuni speciale, se vor avea în vedere numai motoarele asincrone trifazate, normale, adică în construcție orizontală sau verticală protejate, conform STAS 625-71, IP22 sau IP23 și destinate să funcționeze în mediu normal, conform STAS 1893-78.

Calculul și construcția motorului asincron, ca și la celelalte mașini, se fac pornind de la anumite date care să precizeze atât performanțele tehnice cît și cele constructive și funcționale ale mașinii.

Astfel, *tema de proiectare* a unui motor asincron cuprinde următoarele date:

a. Datele nominale:

- puterea nominală P_N a motorului, în W sau kW;
- tensiunea de alimentare U_N , în V sau kV, care este tensiunea de linie;
- frecvența tensiunii de alimentare f_1 , în Hz;
- turația sincronă n_1 , în rot/min;
- numărul de faze m ; pentru trifazat $m = 3$.

b. Datele funcționale și constructive :

- tipul motorului : cu rotor bobinat sau în scurtcircuit ;
 - caracteristicile de funcționare M_m/M_N și de pornire M_p/M_N și I_p/I_N (la cel cu rotorul în scurtcircuit) ;
 - gradul de protecție, conform STAS 625-71 ;
 - condiții privind mediul, altitudinea, serviciul etc. ;
- în caz că nu se specifică, se înțeleg atunci condiții normale și serviciu continuu S_1 , conform STAS 1893-78 ;
- forma constructivă și modul de montaj, conform STAS 3998/2-74.

Capitolul 1

Calculul electromagnetic al mașinii asincrone

Calculul electromagnetic al mașinii asincrone are drept scop, în prima etapă, stabilirea dimensiunilor mașinii pe baza datelor din tema de proiectare și a solicitărilor electromagnetice recomandate, iar în a doua etapă calculul parametrilor și caracteristicilor tehnice obținute din geometria adoptată. Dacă aceste performanțe coincid cu cele impuse prin tema de proiectare, înseamnă că dimensionarea este bine făcută, urmînd să se treacă la etapele următoare de proiectare ale mașinii : calculul mecanic, calculul de ventilație, calculul termic și proiectarea construcției.

1.1. DETERMINAREA MĂRIMILOR DE CALCUL ALE MAȘINII

1.1.1. NUMĂRUL DE POLI $2p$

Din relația de legătură între numărul de perechi de poli p , frecvența f_1 în Hz și turația sincronă n_1 , în rot/min rezultă

$$p = \frac{60f_1}{n_1} \quad (1.1)$$

1.1.2. PUTEREA APARENTĂ ABSORBITĂ NOMINALĂ S_N ȘI CURENTUL NOMINAL PE FAZĂ I_N

În cazul motoarelor trifazate, pentru conexiunea fazelor în stea (Y) rezultă

$$S_N = \sqrt{3} U_N I_N = \frac{P_N}{\eta \cos \varphi} \quad [\text{VA}] \quad (1.2)$$

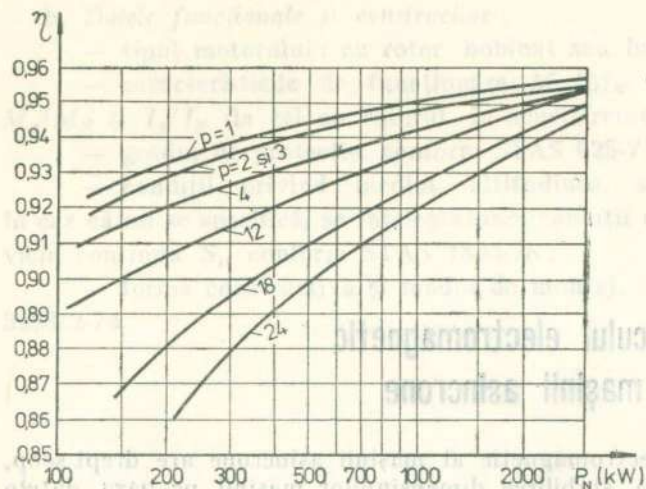


Fig. 1.1. Randaamentul η , al motoarelor asincrone cu rotorul bobinat.

de unde :

$$I_N = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_N} = \frac{P_N}{\sqrt{3} U_N \eta \cos \varphi} \quad [\text{A}] \quad (1.3)$$

sau pentru conexiunea fazelor în triunghi (Δ)

$$S_N = 3 U_N I_N = \frac{P_N}{\eta \cos \varphi} \quad [\text{VA}] \quad (1.2 a)$$

de unde

$$I_N = \frac{S_N}{3 U_N} = \frac{P_N}{3 U_N \eta \cos \varphi} \quad [\text{A}] \quad (1.3 a)$$

în care :

η este randaamentul motorului; inițial, acesta se estimează din fig. 1.1 (pentru motoarele cu rotorul bobinat) sau din figura 1.2 (pentru motoarele cu rotorul în scurtcircuit);

$\cos \varphi$ — factorul de putere al motorului, care se estimează inițial din figura 1.3 (pentru motoarele cu rotorul bobinat) sau din figura 1.4 (pentru motoarele cu rotorul în scurtcircuit).

OBSERVAȚIE. Pentru conexiunea stea, curentul nominal este același cu cel de linie. Pentru conexiunea triunghi, curentul nominal calculat cu relația (1.3 a) este cel de fază; curentul nominal de linie, care se înscrie pe eticheta motorului, este în acest caz :

$$I_{Nl} = \sqrt{3} I_{Nf}$$

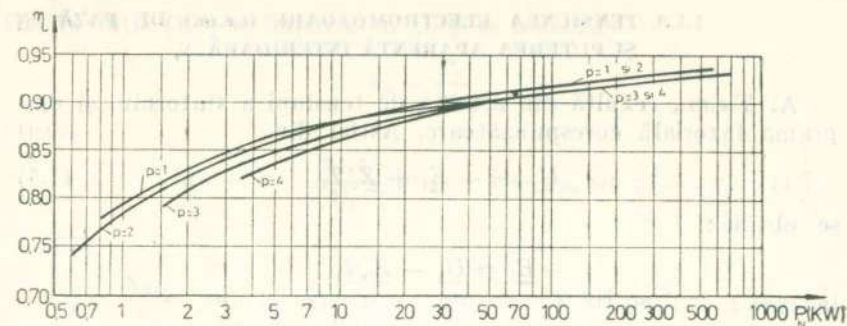


Fig. 1.2. Randaamentul η , al motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

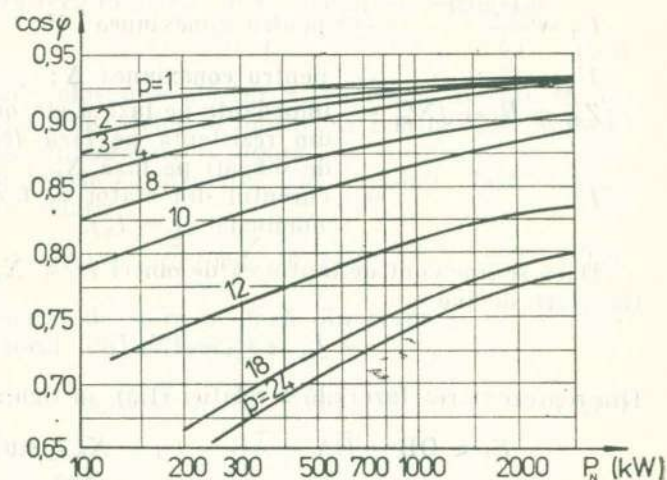


Fig. 1.3. Factorul de putere $\cos \varphi$, al motoarelor asincrone cu rotorul bobinat.

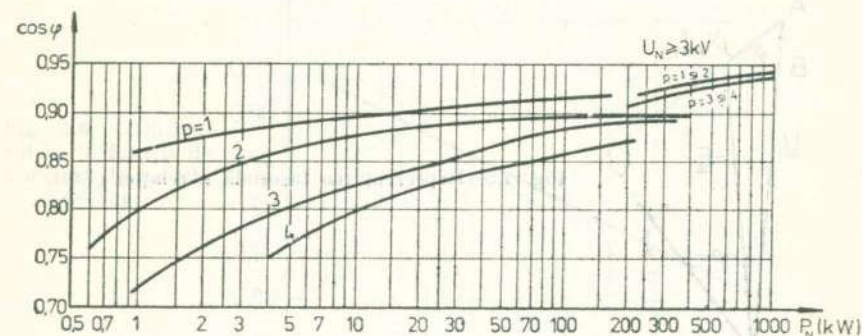


Fig. 1.4. Factorul de putere $\cos \varphi$, al motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

1.1.3. TENSIUNEA ELECTROMOTOARE (t.e.m.) DE FAZĂ E , ȘI PUTEREA APARENTĂ INTERIOARĂ S ,

A. T.e.m., rezultă din ecuația de tensiuni a statorului și diagrama fazorială corespunzătoare. Astfel din

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_{\sigma 1} I_1 \quad (1.4)$$

se obține:

$$-\underline{E}_1 = \underline{U}_1 - \underline{Z}_{\sigma 1} I_1$$

în care:

U_1 este tensiunea de alimentare pe fază;

$$U_1 = \frac{U_N}{\sqrt{3}} \quad - \text{ pentru conexiunea Y;}$$

$$U_1 = U_N \quad - \text{ pentru conexiunea } \Delta;$$

$$\underline{Z}_{\sigma 1} = R_1 + jX_{\sigma 1} \quad - \text{ impedanța pe fază a statorului compusă din rezistența pe fază } R_1 \text{ și reactanța de scăpări pe fază } X_{\sigma 1};$$

$$I_1 \quad - \text{ curentul din stator de fază (la sarcină nominală } I_1 = I_N).$$

Dacă se ține cont de faptul că de obicei $R_1 \ll X_{\sigma 1}$, atunci relația (1.4) devine

$$-\underline{E}_1 = \underline{U}_1 - jX_{\sigma 1} I_1. \quad (1.5)$$

Din reprezentarea fazorială a relației (1.5), în figura 1.5, rezultă:

$$E_1 \approx OB = \overline{OA} - \overline{AB} = U_1 - X_{\sigma 1} I_1 \sin \varphi \quad (1.6)$$

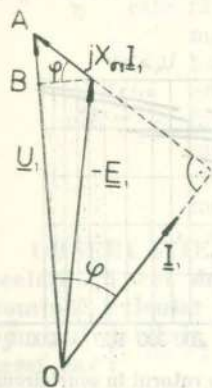


Fig. 1.5. Reprezentarea fazorială a relației (1.5.).

Dacă relația (1.6) se împarte cu U_1 și se notează

$$k_E = \frac{E_1}{U_1}$$

atunci

$$k_E = 1 - \frac{X_{\sigma 1} I_1}{U_1} \sin \varphi = 1 - x_{\sigma 1} \sin \varphi \quad (1.7)$$

în care:

$x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1} I_1}{U_1}$ (u.r.), este reactanța de scăpări pe fază a statorului în unități relative (u.r.).

T.e.m. de fază rezultă astfel, în final (valoare estimată)

$$E_1 = k_E U_1. \quad (1.8)$$

Pentru valorile obișnuite ale lui $x_{\sigma 1}$ și $\cos \varphi$, în funcție de puterea și turația motoarelor se obțin cu relația (1.7) valorile coeficientului k_E , reprezentate în figura 1.6.

În funcție de datele constructive ale mașinii însă, t.e.m. se determină cu relația:

$$E_1 = \sqrt{2} \pi f_1 w_1 k_{w1} \Phi_1 \text{ [V]} \quad (1.9)$$

în care:

w_1 este numărul de spire pe fază din stator;

k_{w1} — factorul de înfășurare;

$$\Phi_1 = \frac{2}{\pi} \tau l_i B_{\delta 1} \text{ [Wb]} \quad (1.10)$$

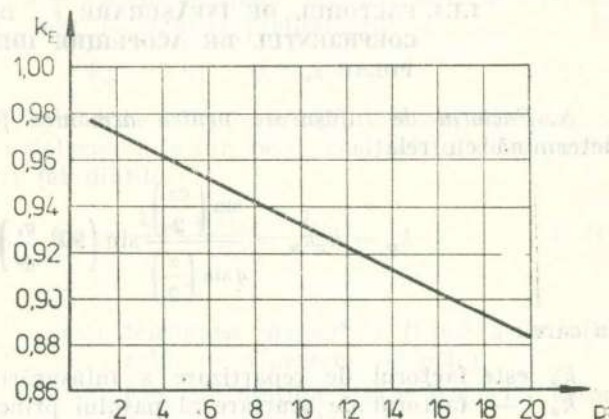


Fig. 1.6. Coeficientul k_E în funcție de numărul de perechi de poli.

este amplitudinea fluxului magnetic produs de armonica fundamentală a inducției magnetice în întrefier $B_{\delta 1}$, care se introduce în T;

τ — pasul polar, în m;

l_t — lungimea ideală a mașinii, în m.

Relațiile (1.9) și (1.10) sînt valabile, în cazul în care curba inducției magnetice în întrefier este o sinusoidă.

Dacă această curbă nu este sinusoidală așa cum se întîmplă cel mai frecvent în realitate, atunci relațiile (1.9) și (1.10) se vor scrie sub forma:

$$E_1 = 4 k_B f_1 w_1 k_{w1} \Phi \text{ [V]} \quad (1.11)$$

și

$$\Phi = \alpha_t \tau l_t B_{\delta} \text{ [Wb]} \quad (1.12)$$

în care Φ reprezintă fluxul magnetic maxim al unui pol determinat din curba reală a inducției magnetice în întrefier a cărei amplitudine este B_{δ} .

Semnificațiile și valorile coeficienților k_B și α_t sînt arătate în cele ce urmează (punctul 1.1.4).

B. Puterea aparentă interioară, rezultă din relația

$$S_t = m E_1 I_N \quad (1.13)$$

de la care, ținînd cont de relațiile (1.2) sau (1.2 a) și (1.8) se obține

$$S_t = k_E S_N = \frac{k_E P_N}{\eta \cos \varphi} \quad (1.13 a)$$

1.1.4. FACTORUL DE ÎNFĂȘURARE k_w , DE FORMĂ k_B ȘI COEFICIENTUL DE ACOPERIRE IDEALĂ A PASULUI POLAR α_t

A. Factorul de înfășurare pentru armonica fundamentală, se determină cu relația

$$k_w = k_p k_y = \frac{\sin \left(\frac{q\alpha}{2} \right)}{q \sin \left(\frac{\alpha}{2} \right)} \sin \left(90^\circ \frac{y_1}{y_\tau} \right) \quad (1.14)$$

în care:

k_p este factorul de repartizare a înfășurării în creștături;

k_y — factorul de scurtare al pasului principal y_1 ;

q — numărul de creștături pe pol și fază;

$\alpha = \frac{p360^\circ}{Z} [\text{°el}]$ — unghiul de fazaj dintre două creștături vecine, în grade electrice;

$Z = \frac{2pmq}{2p}$ — numărul de creștături;

$y_1 = \frac{Z}{2p} - \epsilon$ — pasul principal al înfășurării, în creștături;

$y_\tau = mq$ — pasul diametral al înfășurării.

De obicei, valoarea relativă a pasului principal se adoptă

$$\beta_y = \frac{y_1}{y_\tau} \approx \frac{5}{6} \quad (1.15)$$

ceea ce înseamnă o scurtare normală a pasului principal de $\frac{1}{6}$ din cel diametral pentru diminuarea atît a armonicii de ordinul 5, cît și a celei de ordinul 7, armonica 3 fiind eliminată prin însăși particularitățile sistemului trifazat.

Relația (1.14) este valabilă atunci cînd creștăturile sînt pe generatoarea miezului magnetic.

În cazul că miezul magnetic are creștăturile înclinate, atunci în factorul de înfășurare trebuie considerat și factorul de înclinare k_i calculat cu relațiile (1.47) sau (1.47 a).

Astfel, relația generală a factorului de înfășurare devine:

$$k_w = k_p k_y k_i \quad (1.14 a)$$

Valorile calculate ale factorului de înfășurare fără înclinarea creștăturilor, se pot lua din anexa 1.

Inițial, dacă nu se cunosc mărimile necesare determinării lui, se poate estima, pentru calculele preliminare

$$k_w = 0,91 \div 0,93. \quad (1.14 b)$$

B. Factorul de formă al t.e.m. k_B și coeficientul de acoperire ideală a pasului polar α_t se determină în funcție de coeficientul de saturație magnetică parțial (al dinților)

$$k_{\delta d} = \frac{U_{m\delta} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m\delta}} \quad (1.16)$$

în care:

$U_{m\delta}$ este tensiunea magnetică (t.m.) a întrefierului pe o pereche de poli;

U_{md1}, U_{md2} — t.m. ale dinților stator respectiv rotor, pe o pereche de poli.

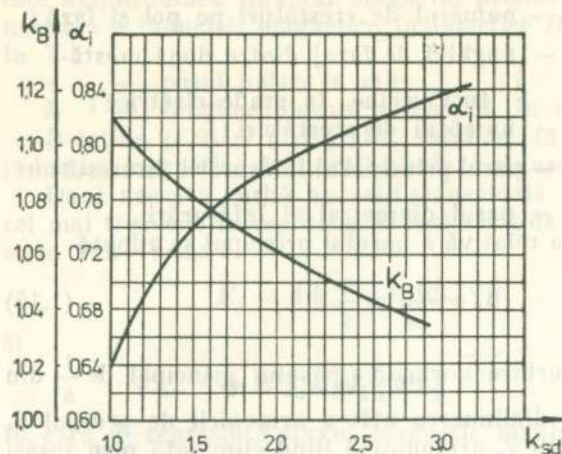


Fig. 1.7. Curbele de variație ale lui k_B și α_i , în funcție de coeficientul de saturație magnetică, parțial k_{sd} .

Curbele de variație ale lui k_B și α_i , în funcție de k_{sd} , sînt indicate în figura 1.7.

Inițial, pentru solicitările magnetice normale, se poate estima:

$$k_{sd} = 1,2 \div 1,35 \quad (1.16 a)$$

urmînd ca după determinarea lui cu relația (1.16), în etapa respectivă de calcul (vezi relația (1.63 d)), să se compare valoarea obținută cu cea estimată.

Dacă diferența este mai mare se reconsideră valorile lui k_B și α_i (pentru k_{sd} obținut) și ca urmare se recalculează fluxul Φ și inducția în intrefier B_δ .

1.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

Calculul dimensiunilor principale are drept scop stabilirea diametrelor interior stator (D), exterior stator (D_e) și lungimea ideală (l_i), în funcție de care rezultă gabaritul mașinii.

1.2.1. DEPENDENȚA PUTERII INTERIOARE DE DIMENSIUNILE ȘI SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE ALE MAȘINII; COEFICIENTUL DE UTILIZARE

Pornind de la relația (1.13) și ținînd cont de relațiile (1.11) și (1.12) se ajunge la relația:

$$S_i = k_B k_w \alpha_i \pi^2 D^2 l_i \frac{n_1}{60} A B_\delta \quad [\text{VA}] \quad (1.17)$$

în care:

D, l_i — se introduc în m;

n_1 — se introduce în rot/min;

A — pătura de curent, în A/m (vezi relația (1.34)), ținînd cont că: $1 \text{ A/m} = 10^2 \text{ A/cm}$;

B_δ — se introduce în T.

OBSERVAȚIE. Uneori, în practică, este mai convenabil să se utilizeze dimensiunile în cm și puterea interioară în kVA.

În acest caz relația (1.17) se mai scrie:

$$S_i = k_B k_w \alpha_i \pi^2 D^2 l_i \frac{n_1}{60} A B_\delta 10^{-7} \quad [\text{kVA}] \quad (1.17 a)$$

în care:

D, l_i — se introduc în cm;

n_1 — se introduce în rot/min;

A — în A/cm;

B_δ — în T.

Coeficientul de utilizare al mașinii, rezultă din relația (1.17):

$$C = \frac{60 S_i}{D^2 l_i n_1} = k_B k_w \alpha_i \pi^2 A B_\delta \quad (1.18)$$

și reprezintă puterea pe unitatea de volum a rotorului mașinii.

Valorile lui $C = f(S_i)$, pentru mașinile asincrone în construcție normală, protejată și clasă de izolație F sînt date în figura 1.8.

1.2.2. CALCULUL DIAMETRELOR STATORULUI

A. Diametrul interior al statorului (orientativ) se poate determina pe două căi:

a) Din prima egalitate a relației (1.18) se determină volumul materialelor active, obținîndu-se astfel una dintre relațiile ce leagă pe D și l_i

$$D^2 l_i = \frac{60 S_i}{n_1 C} \quad (1.19)$$

O altă relație între D și l_i se obține prin intermediul raportului de formă al mașinii

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau}$$

$$\text{de unde: } l_i = \lambda \tau = \lambda \frac{\pi D}{2p} \quad (1.20)$$

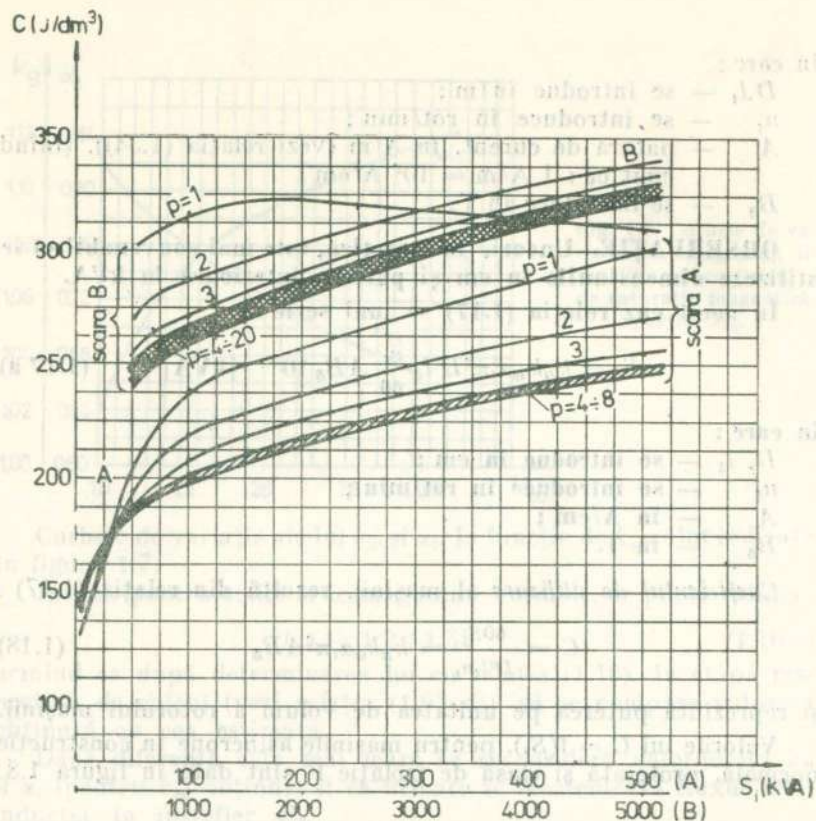


Fig. 1.8. Valorile coeficientului de utilizare C , în funcție de puterea interioară S_i , pentru mașinile asincrone în construcție protejată și elasă de izolație F .

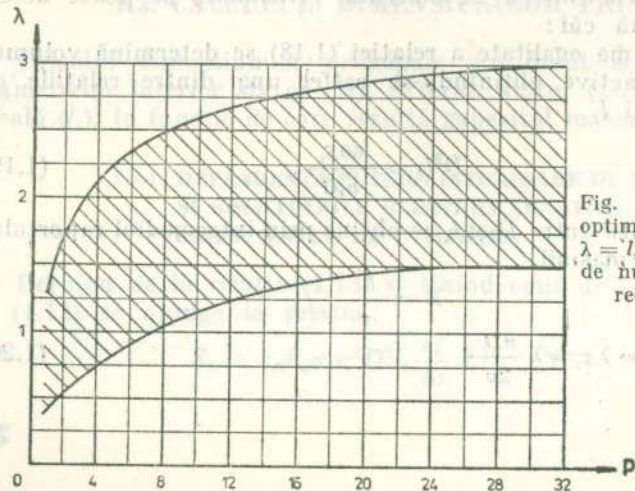


Fig. 1.9. Valoarea optimă a raportului $\lambda = l_i/\tau$ în funcție de numărul de perechi de poli.

Din relațiile (1.19) și (1.20) rezultă :

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p}{\pi\lambda} \frac{60S_i}{n_1C}} \quad [\text{dm}] \quad (1.21)$$

pentru :

S_i — în VA ;

n_1 — în rot/min ;

C — în J/dm³, luat din figura 1.8.

În relația (1.21) valoarea inițială a raportului de formă se poate estima din figura 1.9. După definitivarea diametrului D și lungimii l_i , raportul λ (valoare definitivă) trebuie să se încadreze, pentru mașinile normale, în limitele indicate în figura 1.9.

b) Utilizînd experiența obținută în acest domeniu, de diverse întreprinderi constructoare de mașini electrice, diametrul D , se poate determina, în funcție de puterea interioară S_i din figura 1.10 a, b și c.

B. Diametrul exterior al statorului, în funcție de elementele constructive ale mașinii, se determină cu relația

$$D_e = D + 2(h_{c1} + h_{j1}) \quad (1.22)$$

în care :

h_{c1} este înălțimea totală a creștăturii statorice ;

h_{j1} — înălțimea jugului magnetic al statorului.

Deoarece în această etapă nu se cunosc cele două elemente pentru aflarea diametrului exterior stator (h_e și h_j) se poate utiliza relația :

$$D_e = k_D D, \quad (1.22 \text{ a})$$

în care coeficientul k_D , are valorile indicate în tabelul 1.1.

TABELUL 1.1

Valorile coeficientului k_D

2p	k_D	
	mașini de joasă tensiune ($U_N < 1000 \text{ V}$)	mașini de înaltă tensiune ($U_N > 1000 \text{ V}$)
2	1,65—1,69	—
4	1,46—1,49	1,55—1,59
6	1,37—1,40	1,44—1,46
8	1,27—1,30	1,36—1,38
≥ 10	1,24—1,26	1,30—1,32

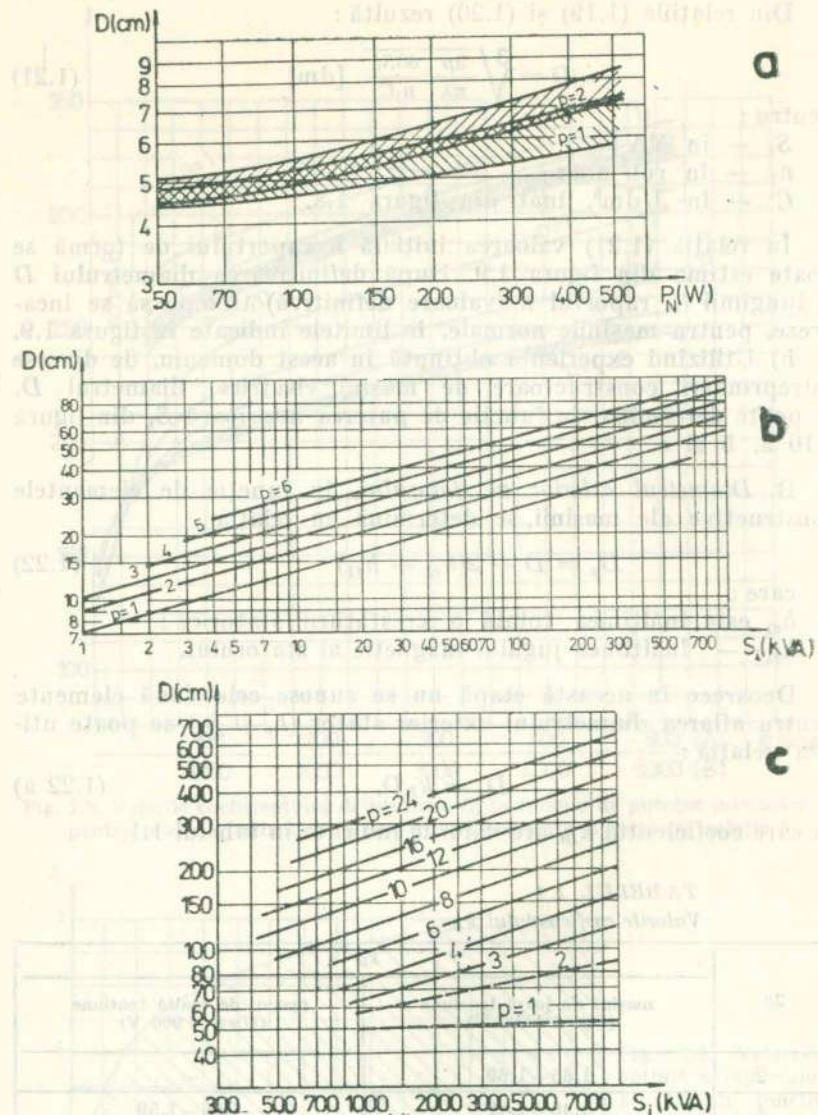


Fig. 1.10. Diametrul interior stator D , în funcție de puterea interioară S_1 sau de P_N și de numărul de perechi de poli:

a — pentru mașini de puteri mici; b — pentru mașini de puteri medii; c — pentru mașini de puteri mari.

Diametrul exterior este necesar în această etapă preliminară de dimensionare, deși nu este o dimensiune principală a mașinii, deoarece din motive tehnologice (pentru obținerea unor formate care să permită un plan de tăiere al tablei rațional și pentru reducerea numărului de ștanțe) valorile acestuia se normalizează.

În practica de proiectare, adesea se obișnuiește ca diametrul exterior să fie denumit și „gabaritul mașinii”.

Normalizarea acestor diametre este justificată doar pentru $D_e < 1100$ mm, cît permite formatul tablei ca tola să rezulte din întreg. Pentru $D_e > 1100$ mm, cînd miezul se împachetează din segmenti de tolă, normalizarea nu mai este impusă decît de reducerea numărului de ștanțe bloc, pentru segmenti.

Așadar, prin introducerea acestei normalizări se impune în mod obligatoriu stabilirea diametrului exterior stator D_e la una din valorile normalizate, cea mai apropiată de valoarea lui D_e obținută cu relația (1.22 a). Această valoare se consideră definitivă în calculele ulterioare.

Valorile normalizate ale diametrului exterior, stator (pentru $D_e < 1100$ mm), sînt indicate în tabelul 1.2.

TABELUL 1.2

Valorile normalizate ale diametrului exterior stator

D_e [mm]	210	250	280	330	380	425	495	560	595	650	740	850	990	1 100
---------------	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-------

OBSERVAȚIE. Fiind impuse de motive tehnologice, este evident că valorile normalizate din tabelul 1.2 sînt obligatorii pentru o anumită unitate constructoare de mașini electrice cu o linie tehnologică bine stabilită; pentru o altă fabrică de mașini electrice gama acestor valori poate să difere.

În aceste condiții, după normalizarea diametrului exterior D_e , diametrul interior D se recalculează cu relația

$$D = \frac{D_e}{k_D}. \quad (1.22 b)$$

Pentru o fabricație bine pusă la punct și aceste diametre sînt normalizate, dar la o gamă de valori mai mare decît cea indicată în tabela 1.2; de remarcat însă, faptul că normalizarea lui D nu mai este obligatorie, ci doar o recomandare dictată de limitarea numărului de ștanțe.

În cazul de față avînd în vedere caracterul didactic al lucrării valorile lui D , rezultate cu relația (1.22, b) se vor rotunji din 5 în 5 mm.

Pasul polar rezultă :

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad [\text{cm}]. \quad (1.22 \text{ c})$$

1.2.3. CALCULUL LUNGIMIILOR MAȘINII ASINCRONE

A. Lungimea ideală l_i , se determină în funcție de diametrul D și solicitările electromagnetice, din relația (1.17)

$$l_i = \frac{60 S_i}{k_B k_w \alpha_i \pi^2 D^2 n_1 A B_8} \quad [\text{m}] \quad (1.23)$$

în care, unitățile de măsură ale mărimilor folosite sînt cele specificate în relația (1.17).

Valorile solicitărilor electromagnetice (A și B_8), în funcție de pasul polar τ și numărul de perechi de poli p , pentru mașini normale, avînd clasă de izolație B și F sînt indicate în figura 1.11.

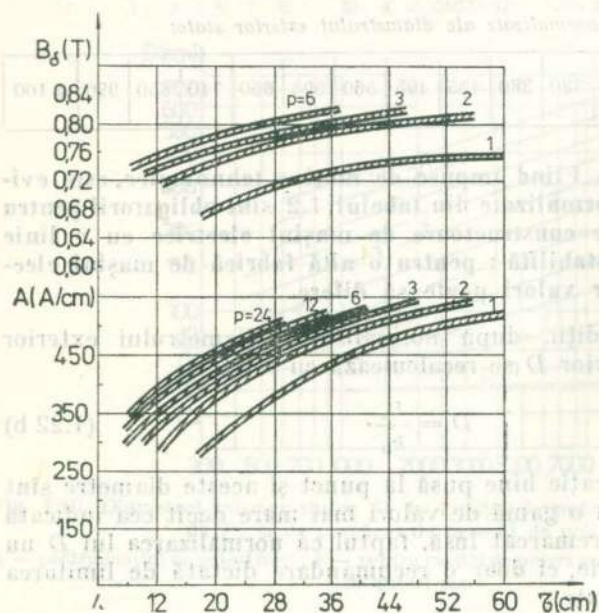


Fig. 1.11. Inducția maximă în întrefier B_8 (cu luarea în considerație a aplatisirii curbei) și pătura de curent A , în funcție de pasul polar τ , pentru diferite perechi de poli p , pentru mașini în construcție protejată.

OBSERVAȚIE. Pentru clasă de izolație F și mașini bine ventilate, pătura de curent A se poate lua mai mare cu aproximativ 5 ÷ 7% decît valorile obținute din figura 1.11.

Pentru mașinile închise B_8 se ia mai mic cu cea. 10% iar A mai mic cu cea. 12%.

Cu valoarea lui l_i , din relația (1.23) se verifică raportul

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau}$$

(cu l_i în cm), care trebuie să se încadreze în limitele indicate de figura 1.9.

Dacă nu se încadrează în limite, atunci se ia un alt D , normalizat (superior sau inferior, în funcție de cum a rezultat λ) din tabelul 1.2, se recalculează cu relația (1.22 b) diametrul interior D pentru care, după rotunjire, rezultă noile valori ale solicitărilor A și B_8 (din fig. 1.11), o nouă lungime ideală l_i cu relația (1.23), pînă cînd λ se obține la valoarea optimă.

B. Geometria miezului magnetic. Din punct de vedere constructiv miezul magnetic poate fi :

a) compact — fără canale radiale de ventilație — pentru diametre mici și lungimi ideale ce nu depășesc 20–25 cm, sau cînd se utilizează, pentru răcire, ventilația axială (cu canale prevăzute în lungul miezului).

În acest caz lungimea geometrică l_g a miezului este

$$l_g = l_{Fe} \approx l_i;$$

b) divizat — cu canale radiale de ventilație, ca în figura 1.12 — pentru $l_i \geq 25$ cm și $D \geq 25$ –30 cm. Pentru a fi eficace canalele radiale de ventilație, se va avea în vedere ca diametrul interior al miezului magnetic rotor D_{tr} să fie mai mare decît diametrul maxim al arborelui; este indicată deci folosirea unui arbore cu nervuri sudate, spațiul dintre nervuri servind pentru intrarea aerului de ventilație în canalele radiale ale miezului magnetic.

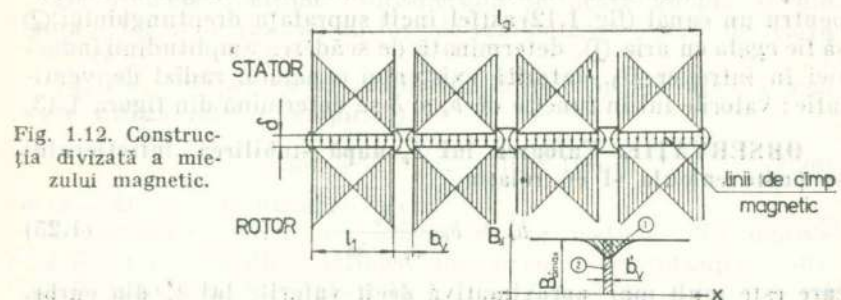


Fig. 1.12. Construcția divizată a miezului magnetic.

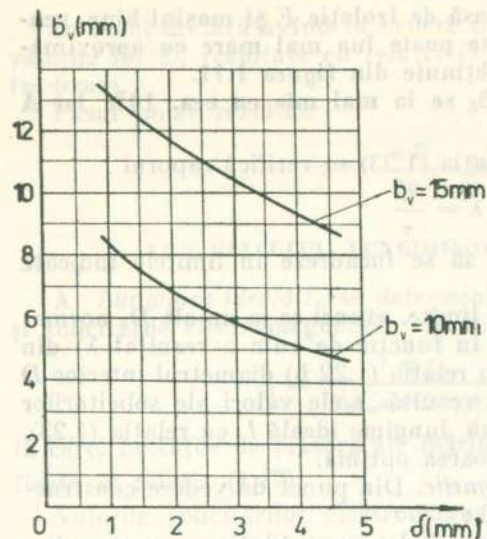


Fig. 1.13. Curbele valorilor lui b'_v , în funcție de δ și b_v .

În cazul miezurilor divizate rezultă (fig. 1.12):

— lungimea geometrică

$$l_g = l_i + n_v b'_v \text{ [cm]}; \quad (1.24)$$

— lungimea totală a pachetelor de fier

$$l_{Fe} = (n_v + 1) l_i \text{ [cm]} \quad (1.24 a)$$

în care:

n_v este numărul canalelor radiale de ventilație;

b_v — 1 ÷ 1,5 cm, lățimea canalelor radiale de ventilație;

l_i — 4 ÷ 6 cm, lățimea unui pachet de fier;

b'_v — cantitatea cu care trebuie micșorată lungimea mașinii pentru un canal (fig. 1.12) astfel încît suprafața dreptunghiului ② să fie egală cu aria ①, determinată de scăderea amplitudinii inducției în întrefier B_δ , datorită existenței canalului radial de ventilație; valorile lui în funcție de b_v și δ se determină din figura 1.13.

OBSERVAȚIE. Valoarea lui b'_v după stabilirea întrefierului se poate calcula și cu relația

$$b'_v = b_v \frac{b_e}{b_e + 5\delta} \quad (1.25)$$

care este mult mai aproximativă decît valorile lui b'_v din curbe.

Deci, pentru stabilirea geometriei miezului magnetic divizat, sînt necesare următoarele etape:

- se impun, orientativ, n_v , b_v și l_i ;
- se calculează l_g cu relația (1.24);
- se calculează apoi lungimea pachetelor

$$l_1 = \frac{l_g - n_v b_v}{n_v + 1}$$

și se verifică încadrarea ei în limite; dacă nu se încadrează se schimbă n_v și se refac etapele parcurse;

— se determină dimensiunile definitive ale miezului

$$l_g = (n_v + 1) l_1 + n_v b_v \text{ [cm]};$$

$l_i = l_g - n_v b'_v \text{ [cm]}$, care trebuie să fie apropiată de cea obținută cu relația (1.23);

$$l_{Fe} = (n_v + 1) l_1 \text{ [cm]}.$$

1.3. DETERMINAREA LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

În general, la mașinile asincrone, se urmărește realizarea unui întrefier cît mai mic pentru a obține un curent de magnetizare mic și un factor de putere mare. Pe de altă parte siguranța în exploatare și condițiile tehnologice de realizare a mașinii impun evitarea valorilor prea mici ale lățimii întrefierului pentru a nu exista pericolul frecării rotorului de stator.

Reiese deci, că factorii preponderenți în determinarea lățimii întrefierului sînt cei de natură mecanică, dar că ei trebuie strîns corelați cu obținerea unor caracteristici tehnice și economice favorabile.

De aceea, în țara noastră, pentru $P_N = 0,06 \div 132 \text{ kW}$, valorile întrefierului δ trebuie corelate cu obținerea caracteristicilor electrice fundamentale, indicate în STAS 1764-70.

De asemenea, lățimea întrefierului se poate adopta și din figura 1.14, unde valorile au fost determinate cu o serie de relații empirice [1].

În fine, tot pentru determinarea lățimii întrefierului se mai poate utiliza relația (empirică)

$$\delta \approx 3(4 + 0,7 \sqrt{D l_g}) \cdot 10^{-2} \text{ [mm]} \quad (1.26)$$

în care D și l_g se introduc în cm.

După determinarea, cu oricare dintre metode, din motive practice (de execuție), lățimea întrefierului se rotunjește din 0,05 în 0,05 mm. Exemplu: 0,7; 0,75; 0,8; 0,85 etc.

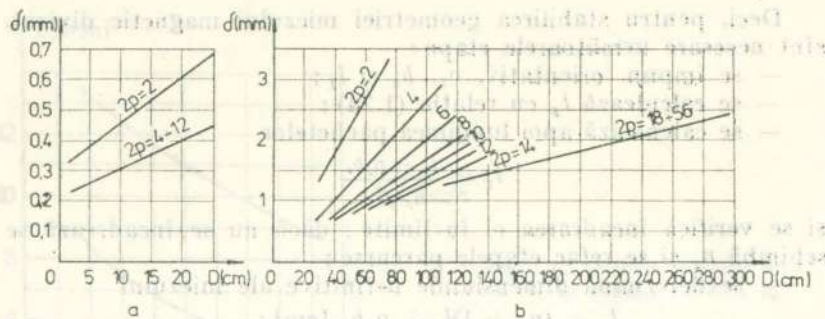


Fig. 1.14. Lățimea întrefierului δ , în funcție de diametrul D și de numărul de poli $2p$:
 a — pentru mașini de puteri mici ($P_N \leq 20$ kW); b — pentru mașini de puteri medii și mari ($P_N > 20$ kW).

1.4. SOLICITĂRILE ELECTROMAGNETICE ALE MAȘINII ASINCRONE

De valorile solicitărilor electromagnetice depind dimensiunile geometrice ale mașinii. Tendința, în domeniul construcțiilor de mașini electrice, este aceea de a mări permanent valorile acestora. Evident o serie de factori în special limitele termice admise de clasele de izolație folosite la înfășurări, împiedică o creștere substanțială a solicitărilor și deci reducerea volumului de materiale active folosite în mașină.

Dintre aceste solicitări un rol important îl au A și B_8 , fie prin valoarea produsului lor, așa cum reiese din relațiile (1.18) și (1.23), fie prin valoarea raporturilor lor.

Astfel, factorul de putere ($\cos \varphi$) al motorului depinde în primul rând de raportul dintre curentul de magnetizare I_μ și curentul nominal I_N , adică de raportul B_8/A .

Momentul maxim M_m , și deci gradul de stabilitate al motorului, depinde invers proporțional de mărimea reactanței inductive de scăpări $x_k \approx x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2}$ care la rîndul ei (în unități relative) depinde, pentru anumite dimensiuni ale mașinii, de raportul A/B_8 .

Iată de ce, valorilor lui A și B_8 , trebuie să li se acorde o importanță deosebită atît în faza inițială de alegere cît și în cea finală de definitivare prin calcule.

1.4.1. SOLICITĂRILE ELECTRICE

A. *Pătura de curent*. — A — se adoptă, pentru o anumită clasă de izolație, în funcție de pasul polar τ și numărul perechilor de poli p , din figura 1.11. Această valoare se va avea în vedere să se respecte și atunci cînd A , se calculează în funcție de elementele constructive ce o determină (vezi relația (1.34)).

B. *Densitatea de curent*:

a) în înfășurarea statorului J_1 , depinde de clasa de izolație a înfășurării, de tensiunea nominală (înalță sau joasă tensiune) și de eficacitatea și tipul ventilației.

Astfel, în cazul de față, pentru mașini în construcție protejată cu ventilație de tip axial — radială ori pur radială sau axială, în clasă de izolație F și gama de turații normală (peste 300 rot/min) se recomandă:

$$J_1 = 5 \div 6,5 \text{ A/mm}^2, \text{ pentru } U_N \geq 1000 \text{ V};$$

$$J_1 = 5,5 \div 7,5 \text{ A/mm}^2, \text{ pentru } U_N < 1000 \text{ V}.$$

Valorile mai mici se referă la mașinile cu $2p$ mare (turație mică), iar valorile mai mari la mașinile cu turație mare (peste 750 rot/min);

b) în înfășurarea rotorului J_2 , este ceva mai mare deoarece prin învîrtire răcirea este mai bună.

— Pentru rotorul bobinat (cu inele colectoare)

$$J_2 = (1,1 \div 1,15) J_1.$$

— Pentru rotorul în scurtcircuit (cu colivie)

$$J_{2b} = 5,5 \div 8 \text{ A/mm}^2 \text{ — în bare de CuE (cupru electrolitic);}$$

$$J_{2b} = 3 \div 4,5 \text{ A/mm}^2 \text{ — în bare de Al (aluminiiu).}$$

Valorile mai mici se indică pentru mașinile de turații mici.

— Pentru inelele de scurtcircuitare ale coliviei, se recomandă

$$J_{2i} \approx (0,80 \div 0,65) J_{2b}.$$

OBSERVAȚIE. Pentru mașinile în construcție închisă, valorile densităților de curent de mai sus se micșorează cu 10 ÷ 15%.

1.4.2. SOLICITĂRILE MAGNETICE

A. *Inducția în întrefier* (valoarea maximă), B_8 — se adoptă, în funcție de pasul polar τ și numărul perechilor de poli p , din figura 1.11; această valoare trebuie respectată și pentru B_8 rezul-

tat din calcul în funcție de elementele constructive ale mașinii (vezi relația (1.35)).

B. *Inducțiile magnetice*, în celelalte porțiuni ale circuitului magnetic (valori maxime).

În etapa actuală de dezvoltare a construcției de mașini electrice, cea mai folosită tablă silicioasă pentru tolele miezului magnetic este cea laminată la rece, cu cristale neorientate, cu grosimea de 0,5 mm și izolație de lac sau oxizi, aplicată direct de întreprinderea furnizoare.

Această tablă are următoarele caracteristici:

- curba de magnetizare $B = f(H)$ — vezi anexa 2;
- $p_{10/50} = 2,4$ W/kg, pierderile specifice (pentru masa de 1 kg) la inducția de 1 T și frecvența de 50 Hz;
- $k_{Fe} = 0,95$, coeficientul de umplere al pachetului de tole (de împachetare).

Valorile recomandate, ale inducțiilor în diferitele porțiuni ale circuitului magnetic sînt:

- a) în jugul statoric: $B_{f1} = 1,35 \div 1,55$ T;
- b) în jugul rotoric: $B_{f2} = 1,2 \div 1,6$ T;
- c) în dinții statorului:
 - creștături cu pereți paraleli:
 - în secțiunea minimă a dintelui: $B'_{d1max} = 1,7 \div 2,1$ T;
 - în secțiunea medie a dintelui: $B'_{d1mad} = 1,5 \div 1,7$ T;
 - dinți cu pereți paraleli: $B'_{d1} = 1,4 \div 1,7$ T;
- d) în dinții rotorului:
 - creștături cu pereți paraleli:
 - în secțiunea minimă a dintelui: $B'_{d2max} = 1,7 \div 2,2$ T;
 - în secțiunea medie a dintelui: $B'_{d2mad} = 1,5 \div 1,8$ T;
 - dinți cu pereți paraleli: $B'_{d2} = 1,5 \div 1,8$ T.

1.5. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE STATO- RULUI

Ca la orice mașină electrică, înfășurarea mașinii asincrone este cea mai importantă parte, constituind suportul material al curentului și tensiunii electrice. De aceea, împreună cu miezul magnetic, care este suportul material al fluxului magnetic, se mai numesc și părțile active ale mașinii, iar materialele folosite (CuE și tabla silicioasă) — materiale active.

Construcția și tipul înfășurării depinde de o serie întreagă de factori dintre care o pondere însemnată o au în special puterea, tensiunea și tipul de protecție și ventilație al mașinii.

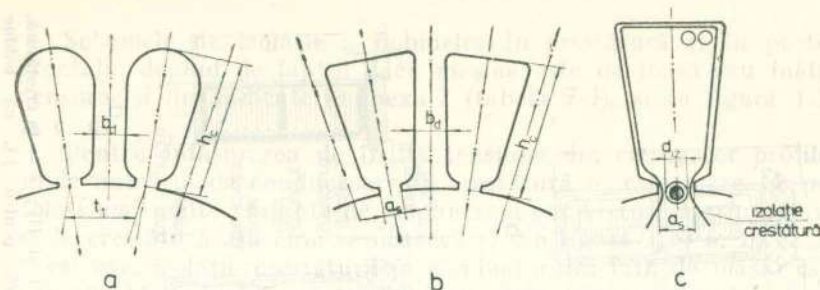


Fig. 1.15. Crestături ovale sau trapezoidale, pentru înfășurările din sîrmă: a — ovale; b — trapezoidale; c — Introducerea conductorului în creștătură.

Astfel, pentru mașinile de puteri mici ($P_N < 10$ kW) se folosește de regulă înfășurări într-un strat cu bobine din conductor rotund (sîrmă), creștătura fiind semiînchisă sau semideschisă, de forma ovală sau trapezoidală (fig. 1.15).

În acest caz, dintele rezultă cu lățime constantă (pereți paraleli), capetele de bobină fiind, cel mai frecvent, dispuse în două etaje [3]. Aceste mașini se construiesc numai pentru joasă tensiune.

Pentru mașinile de puteri medii și mari ($P_N > 10$ kW), se folosesc atît înfășurările într-un strat cit și în două straturi, pentru joasă tensiune și înfășurare din sîrmă; creștăturile au aceleași forme ca la mașinile de puteri mici (fig. 1.15).

Dacă înfășurarea este din conductor profilat (dreptunghiular) sau din bare, atunci aceasta se construiește numai în două straturi, creștăturile fiind cu pereți paraleli și de forme constructive indicate în figura 1.16.

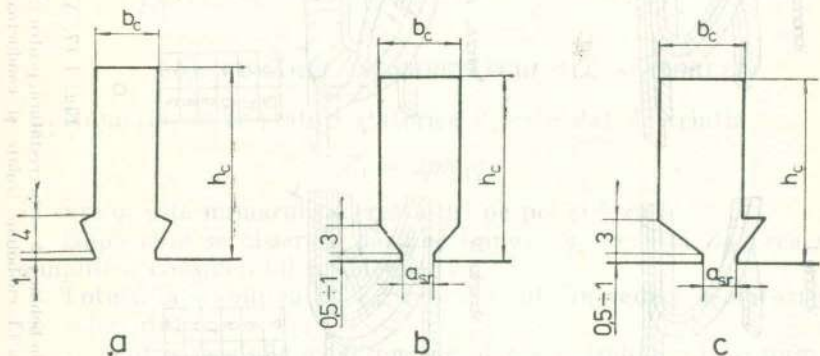


Fig. 1.16. Forme constructive pentru creștăturile cu pereții paraleli.

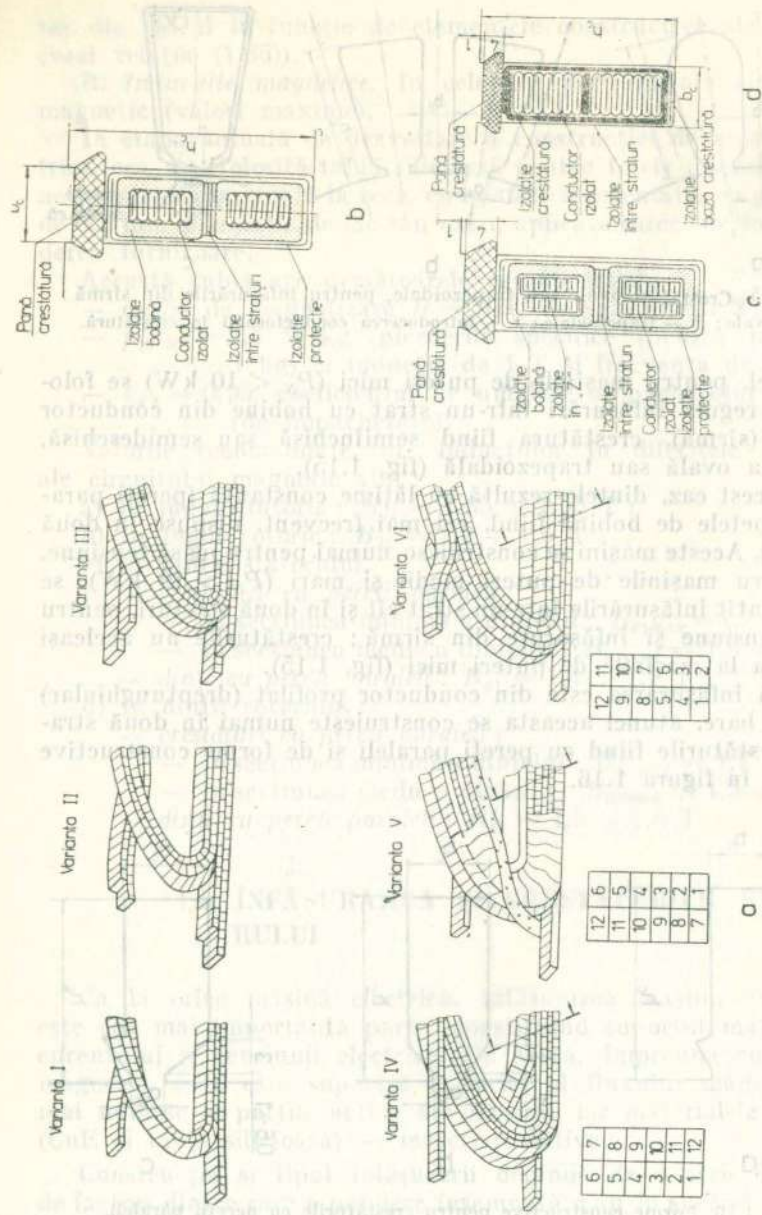


Fig. 1.17. Variantele de dispunere a conductoarelor profilate:

a — în bobine; b — în creștătură, pentru I.4, cu bobine izolate și conductoare pe două rinduri (var. III și V); c — în creștătură, pentru I.1, cu bobine neizolate și izolația creștăturii prevăzută separat.

Schemele de izolație a bobinelor în creștătură și în partea frontală depind de faptul dacă mașina este de joasă sau înaltă tensiune și sînt indicate în anexa 7 (tabela 7-I), și în figura 1.17 b, c, d.

Pentru înfășurarea de înaltă tensiune din conductor profilat unde numărul de conductoare în creștătură n_c este mare, se pot folosi mai multe variante de dispunere a conductoarelor în bobină și în creștătură așa cum se observă și din figura 1.17 a, b, c. În acest caz, izolația creștăturii (a conductorului față de masă) este constituită de însăși izolația bobinei, care are o grosime de $1,5 \div 2$ mm unilateral; acest lucru îi conferă bobinei o rigiditate mecanică suficientă, din care cauză înfășurarea de înaltă tensiune se mai numește și cu secții rigide sau prefabricate (v. fig. 1.17 b, c).

Pentru bobinele din conductor profilat neizolate (de joasă tensiune), izolația creștăturii este prevăzută separat (fig. 1.17 d); de asemenea și pentru bobinele din bare (fig. 1.19).

Printre avantajele înfășurărilor în două straturi este și acela al reducerii armonicilor superioare din curba tensiunii magnetice printr-o scurtare convenabilă a pasului principal al bobinei.

Astfel, pentru o diminuare simultană a armonicilor 5 și 7 din curba tensiunii magnetice se obișnuiește așa cum s-a arătat și la punctul 1.1.4 A, o scurtare a pasului principal cu $1/6$ din pasul diametral, adică

$$y_1 = \frac{5}{6} y_\tau \quad (1.27)$$

în care:

$$y_\tau = \frac{Z}{2p} = m q \text{ este pasul diametral, în creștături.}^\dagger$$

1.5.1. NUMĂRUL DE CREȘTĂTURI ALE STATORULUI

Numărul de creștături statorice Z_1 este dat de relația

$$Z_1 = 2pm_1q_1$$

în care q_1 este numărul de creștături pe pol și fază.[†]

După cum se observă, dacă se impune q_1 , rezultă Z_1 , ceea ce simplifică considerabil problema.

Totuși, la stabilirea lui Z_1 trebuie avute în vedere următoarele considerente:

a) pentru mașinile asincrone de obicei q_1 trebuie să fie număr întreg; foarte rar q_1 poate fi și fracționar, partea fracționară fiind în acest caz $1/2$ (la mașini de putere și turație mică);

b) din motive de reducere a amplitudinii pulsațiilor inducției în întrefier, în special când creștăturile sînt deschise, se recomandă ca pasul dentar t_1 să fie cuprins în anumite limite optime;

c) pentru o formă a curbei tensiunii magnetice în întrefier cît mai apropiată de sinusoidă și o stabilitate bună în funcționare, este indicat ca q_1 să fie cît mai mare; în orice caz $q_1 > 2$.

În legătură cu cele menționate la punctul b se recomandă pentru pasul dentar

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \quad [\text{cm}]$$

următoarele limite, orientative:

$$0,05\tau < t_1 < 0,2\tau \quad (1.28)$$

ceea ce revine la valorile:

1 cm $< t_1 < 2,5$ cm, pentru mașinile cu τ mic și de joasă tensiune; (1.28 a)

2 cm $< t_1 < 4,5$ cm, pentru mașinile cu τ mare și de înaltă tensiune.

De asemenea, pentru q_1 , în funcție de numărul de poli, se recomandă următoarele limite:

$$\begin{aligned} q_1 &= 4 \div 6 & \text{pentru } 2p &= 4; \\ q_1 &= 3 \div 5 & \text{pentru } 2p &= 6; \\ q_1 &= 3 \div 4 & \text{pentru } 2p &= 8; \\ q_1 &= 2 \div 3 & \text{pentru } 2p &\geq 12. \end{aligned} \quad (1.29)$$

Rezultă astfel că pentru determinarea numărului de creștături statorice Z_1 se poate proceda în două moduri:

a) — se impune t_1 , în limitele indicate de relațiile (1.28 a);
— se calculează, numărul aproximativ de creștături

$$Z_{1ap} = \frac{\pi D}{t_1} = Z_{1\min} \div Z_{1\max};$$

— se determină q_1 corespunzător

$$q_{1ap} = \frac{Z_{1ap}}{2pm_1} = q_{1\min} \div q_{1\max};$$

— se rotunjește q_1 la un număr întreg (în limitele $q_{1\min} \div q_{1\max}$) și se verifică încadrarea lui în recomandările date de relațiile (1.29);

— se determină, astfel definitiv:

$$Z_1 = 2pm_1q_1;$$

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \quad [\text{cm}]. \quad (1.30)$$

b) — se impune direct q_1 , în limitele relațiilor (1.29);
— se determină $Z_1 = 2pm_1q_1$;
— se determină

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \quad [\text{cm}]$$

și se verifică încadrarea în limitele orientative, date de relațiile (1.28 a).

1.5.2. ELEMENTELE ÎNFĂȘURĂRII STATORULUI

A. Numărul de spire, pe fază, rezultă din relația (1.11) ținînd cont și de relația (1.8)

$$w_1 = \frac{k_E U_1}{4k_B f_1 k_{m1} \Phi} \quad (1.31)$$

în care fluxul magnetic Φ este dat de relația (1.12).

Numărul de spire pe fază w_1 trebuie să fie număr întreg.

B. Numărul de conductoare efective, dintr-o creștătură

$$n_{e1} = \frac{2m_1 a_1 w_1}{Z_1} = \text{număr întreg}, \quad (1.32)$$

în care:

a_1 este numărul de căi în paralel pentru o fază.

De obicei, a_1 se alege astfel încît să fie îndeplinită condiția de simetrie a căilor în paralel, adică

$$\frac{2p}{a_1} = \text{număr întreg}, \quad (1.32 a)$$

de unde rezultă că

$$a_{1\max} = 2p.$$

Dacă înfășurarea este din sîrmă, într-un singur strat, atunci n_{e1} poate fi fie număr par, fie impar.

Dacă înfășurarea este însă în două straturi, atunci, pentru motive tehnologice (bobine egale, bobinare mai ușoară) este de preferat ca n_e să fie număr par. Această condiție devine obligatorie atunci cînd înfășurarea este din bare și cînd de regulă, $n_{e1} \leq 6$ (adică $n_{e1} = 2; 4$ sau 6); dispunerea conductoarelor în creștătură se face ca în figura 1.19 și anexa 7 (fig. 7-II d și fig. 7-III b și c).

Cînd condițiile de uniformitate ale solicitărilor electromagnetice (A și B_s) o reclamă, atunci chiar pentru înfășurarea în două straturi se poate lua n_{e1} și număr întreg impar.

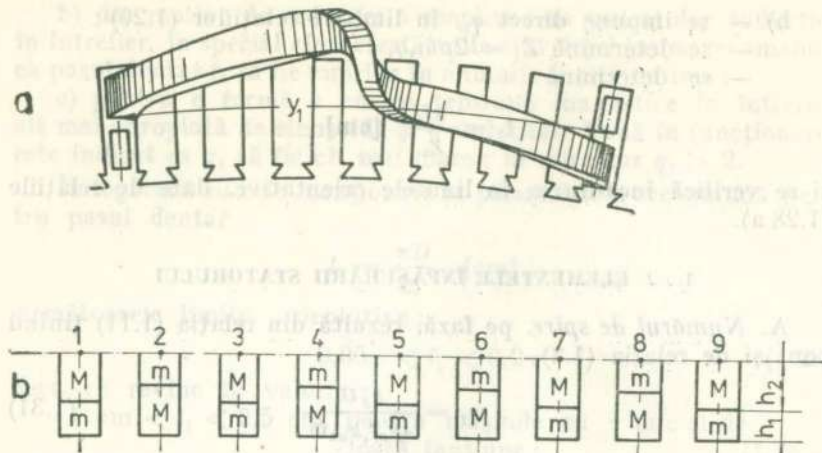


Fig. 1.18. Dispunerea laturilor bobinelor neegale, în creștături:

a — vedere frontală; b — repartizarea în creștături; M — bobine cu numărul de spire mare; m — bobine cu numărul de spire mic.

În acest caz însă, deoarece bobinele nu sînt egale, trebuie avute în vedere următoarele:

a) pasul principal al înfășurării $y_1 = \frac{Z_1}{2p} \mp \epsilon$ și scurtat conform relației (1.27) trebuie să fie număr întreg *numai impar*, pentru ca în fiecare creștătură să fie o latură a bobinei mari și o latură a bobinei mici.

Exemplu: Figura 1.18 reprezintă dispunerea în creștături a laturilor bobinelor mari (M) și mici (m). Se observă că toate creștăturile impare (1, 3, 5, ...) au în stratul superior laturi ale bobinelor mari, iar creștăturile pare (2, 4, 6, ...) au în același strat, laturi ale bobinelor mici.

Presupunem că bobina are pasul principal $y_1 = 6$ creștături (număr întreg par), care se mai poate scrie și sub forma:

$$y_1 = 1 \div 7$$

adică latura de ducere a bobinei se află într-un strat în creștătura 1, iar latura de înțoarcere a aceleiași bobine trebuie să se afle în celălalt strat în creștătura 7.

Presupunem că aceasta este o bobină mare (M).

În creștătura 1, M este în stratul superior, iar în creștătura 7, ar trebui să fie în stratul inferior (unde este m). Acest lucru

($y_1 = 6$) ar însemna că în toate creștăturile fără soț să fie numai bobine mari și în toate creștăturile cu soț numai bobine mici, ceea ce ar conduce la o utilizare nerațională a spațiului din creștătură.

Dacă $y_1 = 7$, deci număr impar (adică $y_1 = 1 \div 8$) se observă că în creștătura 1, M este în stratul superior, iar în creștătura 8, în stratul inferior, așa cum se arată în figura 1.18.

Lucrurile se petrec în mod identic și cu bobinele mici (în creștătura 2, m este în stratul superior, iar în creștătura 9, în stratul inferior);

b) diferențele de înălțimi ale laturilor de bobine (h_1 și h_2 — figura 1.18), nu trebuie să fie mai mari de 2—3 mm (cît este izolația între straturi la înfășurarea de înaltă tensiune), deoarece în acest caz, latura unei bobine mari dintr-un strat, de exemplu din creștătura 1, s-ar lovi de latura altei bobine mari din celălalt strat al creștăturii vecine (creștătura 2), ceea ce ar face imposibilă bobinarea.

OBSERVAȚIE. Dacă pentru un anumit a_1 (de exemplu $a_1 = 1$) a rezultat cu relația (1.32) un număr fracționar (de exemplu $n_{c1} = 6,5$) se observă că prin mărirea lui $a_1 = 2$, rezultă $n_{c1} = 13$ direct număr întreg, fără să mai fie necesară rotunjirea la număr întreg (care s-ar fi făcut dacă se lăsa $a_1 = 1$ și $n_{c1} = 6,5$).

După definitivarea elementelor înfășurării pentru pasul principal al bobinei y_1 , stabilit pe baza celor menționate și corelat cu relația (1.27), se determină, cu relația (1.14) sau din anexa 1, valoarea definitivă a factorului de înfășurare k_{w1} .

C. Verificări necesare. Pentru valorile definitive ale numărului de conductoare în creștătură n_{c1} și factorului k_{w1} sînt necesare următoarele calcule de verificare:

a) determinarea, definitivă, a numărului real de spire pe fază

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{c1}}{2m_1 a_1}; \quad (1.33)$$

b) verificarea păturii de curent

$$A = \frac{N_1 I}{\pi D} \quad [\text{A/cm}]$$

în care:

$N_1 = Z_1 n_{c1}$ — numărul total de conductoare ale înfășurării;

$I = \frac{I_N}{a_1}$ — curentul pe o cale de curent (care trece printr-un conductor).

În felul acesta, expresia păturii de curent devine

$$A = \frac{Z_1 n_{cl} I_N}{\pi D a_1} = \frac{n_{cl} I_N}{a_1 l_1} \quad [\text{A/cm}] \quad (1.34)$$

unde curentul nominal I_N este dat de relația (1.3) sau (1.3 a).

Valoarea păturii de curent A , obținută cu relația (1.34) trebuie să fie apropiată de cea adoptată din figura 1.11; ca limite, orientative, se poate considera relația

$$0,97 A_{\text{curbe}} < A < 1,05 A_{\text{curbe}};$$

c) verificarea valorii maxime a inducției în întrefier (amplitudinea)

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} \quad [\text{T}] \quad (1.35)$$

în care fluxul maxim Φ se recalculează cu relația

$$\Phi = \frac{k_B U_1}{4k_B f w_1 k_{w1}} \quad [\text{Wb}] \quad (1.35 \text{ a})$$

unde pentru w_1 și k_{w1} se iau valorile definitive obținute cu relația (1.33) și respectiv din anexa 1.

Valoarea lui B_δ , obținută cu relația (1.35) trebuie să fie apropiată de cea adoptată din figura 1.11. Dacă diferența este prea mare, atunci se recalculează, pentru B_δ impus, lungimea ideală

$$l_i = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau B_\delta} \quad [\text{m}] \quad (1.35 \text{ b})$$

(cu τ , în m), reconsiderându-se geometria miezului magnetic (vezi paragraful 1.2.3 B).

Ca limite, orientative, se poate considera relația

$$0,98 B_{\delta \text{curbe}} < B_\delta < 1,02 B_{\delta \text{curbe}}.$$

1.5.3. TIPUL ÎNFĂȘURĂRII ȘI DIMENSIUNILE CRESTĂTURII

A. Secțiunea conductorului efectiv, de forma căruia depinde în principal tipul înfășurării, se determină cu relația

$$s_{cu1} = \frac{I_N}{a_1 J_1} \quad [\text{mm}^2] \quad (1.36)$$

în care densitatea de curent J_1 se alege conform indicațiilor de la paragraful 1.4.1 B.

De mărimea secțiunii conductorului, depinde forma (profilul) lui, care la rândul său impune tipul constructiv al înfășurării și crestăturii.

B. Tipul înfășurării și forma crestăturii în funcție de profilul conductorului este indicat, orientativ, în tabelul 1.3.

TABELUL 1.3

Forma conductorului, tipul înfășurării și forma crestăturii, în funcție de secțiunea conductorului

Nr. vari- antei	s_{cu1} (mm ²)	Forma conducto- rului (profilul)	Tipul constructiv al înfășurării	Forma crestăturii
I	$s_{cu1} \leq 6$	Rotund, izolat cu email tereftalic (ET); foarte rar cu email tereftalic și 2 straturi de sticlă (E2S). Clasă de izolație F.	Înfășurare din sîrmă cu unul sau mai multe fire în paralel ($n_f \geq 1$), într-un strat, cu pas dia- metral sau în două straturi cu pas scurtat.	Ovală sau tra- pezoidală (fig. 1.15); $a_s \geq d_{iz} +$ $+1,5 \text{ mm}$. Izolația cres- tăturii este sepa- rată. Se indică pentru mașinile de joasă tensi- une.
II	$6 < s_{cu1} \leq 20$	Profilat (drept- unghiular), izolat cu email tereftalic și două straturi de fire din sticlă (PE2S). Clasă de izola- ție F.	Înfășurare din conductor profi- lat în două straturi cu bobine egale: — neizolate pentru j.t.; — izolate (sec- ții rigide) pen- tru i.t. De obicei $n_e > 6$.	Deschisă, de forma indicată în (fig. 1.16 a și 1.17 b, c (pentru i.t.)). Pentru j.t., izo- lația crestăturii este separată (v. fig. 1.17 d).
		Rotund, izolat (ET). Clasă de izolație F.	La mașinile de j.t. se pot lua multe fire în pa- raleg și obține o înfășurare din sîrmă.	Ovală sau tra- pezoidală (fig. 1.15).
III	$s_{cu1} > 20$	Profilat (drept- unghiular) izolat (PE2S), cu o sin- gură bară sau mai multe în pa- raleg (pe lățime). Clasă de izola- ție F.	Înfășurare din bare ($n_{cl} =$ 2; 4 sau 6): — de tip con- tinuu. — de tip cu mufă de inseri- ere (cu lipituri).	Deschisă (fig. 1.16 a și fig. 1.19 a).
		Rotund, izolat (ET). Clasă de izolație F	Pentru j.t., se pot lua mai multe căi în paralel ($a_1 > 1$) și mai multe fire în pa- raleg ($n_f = 6 \div$ $\div 10$).	Semideschisă sau semiînchisă (fig. 1.16 b, c și fig. 1.19 b).
				Ovală sau tra- pezoidală (fig. 1.15).

OBSERVAȚIE. Definirea formei creștăturii: deschisă, semi-deschisă sau semiînchisă, se face astfel (vezi fig. 1.16) :

- deschisă, cînd $a_{s,r} = b_c$ (fig. 1.16 a) ;
- semiînchisă, cînd $a_{s,r} < \frac{b_c}{2}$ (fig. 1.16 b, c) ;
- semideschisă, cînd $\frac{b_c}{2} < a_{s,r} < b_c$ (fig. 1.16 b, c).

Dacă inițial se preferă un anumit tip de înfășurare, de exemplu din sîrmă, care este foarte convenabilă tehnologic, atunci, secțiunea conductorului efectiv, dată de relația (1.36) se poate obține prin folosirea mai multor fire în paralel n_f . În acest caz secțiunea unui fir devine secțiunea conductorului elementar s_{cond} , care rezultă din STAS-ul de conductoare. În orice caz trebuie avut în vedere ca la înfășurarea din sîrmă, să se aleagă n_f astfel încît diametrul conductorului să fie, pentru comoditatea bobinării, mai mic sau cel mult egal cu $2,3 \div 2,5$ mm.

În legătură cu tipul înfășurării și problemele constructive ce apar, vezi paragraful 1.8.1.

C. Dimensiunile conductorului și ale creștăturii se determină similar ca în vol. I punctul 4.4.3 B, în funcție de numărul de conductoare din creștătură n_{cl} stabilit și ținînd cont de următoarele limite ale rapoartelor constructive :

$$\begin{aligned}\beta_2 &= \frac{b_c}{t_1} = 0,4 \div 0,5; \\ \beta_1 &= \frac{h_c}{\tau} = 0,1 \div 0,15 \text{ — pentru j.t. și } 0,15 \div 0,25 \text{ pentru i.t. ;} \\ \beta_2 &= \frac{h_c}{b_c} = 2,5 \div 6.\end{aligned}\tag{1.37}$$

a) Pentru înfășurarea din sîrmă. După calcularea secțiunii cu relația (1.36) și stabilirea numărului de fire în paralel n_f , se alege diametrul conductorului din STAS 685-68, anexa 4, iar diametrul izolat d_{iz} , rezultă în funcție și de indicațiile din anexa 6.

Dimensiunile creștăturii ovală sau trapezoidală (fig. 1.15) se determină prin construcția grafică (la scară mărită) fiind necesare următoarele etape :

- se determină lățimea constantă a dintelui

$$b_d = \frac{l_1 l_t E_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} B'_{dadm}} \quad [m]\tag{1.38}$$

în care :

$k_{Fe} = 0,95$ (coeficientul de împachetare), pentru tablă de 0,5 mm grosime, laminată la rece cu cristale neorientate și izolată cu peliculă fină de lac ;
 B'_{dadm} — amplitudinea inducției admisibile în dinte, care se ia conform indicațiilor de la punctul 1.4.2 B ;

— se determină secțiunea netă a creștăturii S'_{cr} (fără pană și istm. și excluzînd izolația creștăturii compusă din 2 folii izolante de NMN „nomex-myler-nomex“ cu grosimea de 0,22 mm folia) cu izolația între straturi :

$$S'_{cr} = \frac{n_{tot} d_{iz}^2}{k_u} \quad [mm^2]\tag{1.39}$$

în care :

d_{iz} , este diametrul izolat al conductorului, în mm ;

$n_{tot} = n_{cl} n_f$ — numărul total de conductoare elementare în creștătură ;

$k_u \leq 0,75$ — coeficientul de umplere a creștăturii ;

— se face construcția la scară, respectînd b_d și variînd înălțimea creștăturii, pînă cînd se ajunge cu valoarea măsurată pe desen a lui S'_{cr} la valoarea dată de relația (1.39) ;

— deschiderea creștăturii a_s , se ia astfel încît să poată fi introdus în creștătură, conductorul izolat în timp ce este protejat de izolația creștăturii (vezi fig. 1.15 c), adică :

$$a_s \geq d_{iz} + 1,5 \text{ mm.}$$

b) Pentru înfășurări din conductor profilat sau din bare, cînd creștăturile au pereți paraleli (fig. 1.16), etapele de dimensionare sînt următoarele :

- se impune raportul β , conform relației (1.37) și rezultă

$$b_c = \beta t_1 = b_{cmin} \div b_{cmax} ;\tag{1.40}$$

— se stabilește tipul creștăturii (fig. 1.16) și al izolațiilor folosite în funcție de tensiunea mașinii, numărul de conductoare n_{cl} și forma conductorului astfel :

- pentru înaltă tensiune și conductor profilat conform figurii 1.17 b, c (la conductoare așezate pe două rînduri se prevede izolația în „Z“, între rînduri, figura 1.17 c) ;
- pentru joasă tensiune și conductor profilat cu $n_c > 6$, conform figurii 1.17 d ;
- pentru joasă tensiune și conductor din bară izolată (PE2S), conform figurii 1.19 ;

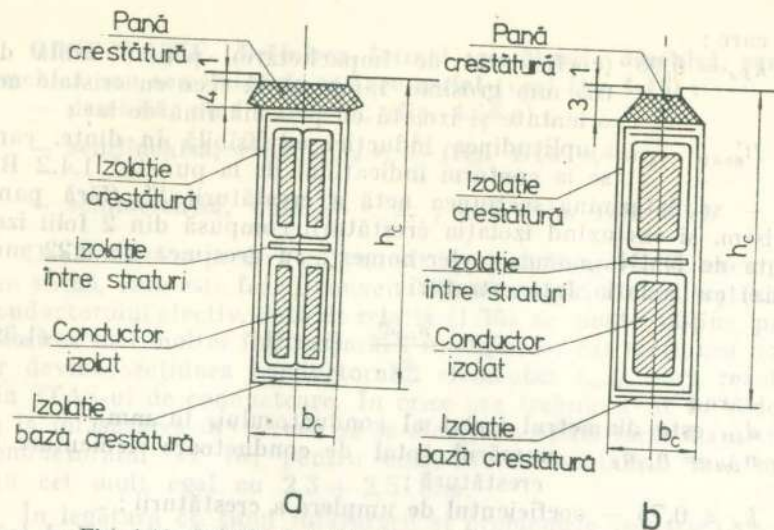


Fig. 1.19. Crestătură bobinată cu bobine din bare izolate:
a — pentru bobine din bare continue; b — pentru bobine din semibare (cu mufe de înseriere).

OBSERVAȚIE: Materialele pentru izolațiile specificate în figura 1.17 b, c, d și 1.19 a, b sînt indicate în anexa 7 (tabela 7-I).

Pentru clasa de izolație F (folosită în etapa actuală) reamintim că ele sînt următoarele (denumirile corespund cu fig. 1.17 b, c, d și fig. 1.19 a, b):

— Izolația bază crestătură — stielotextolit cu grosimea 0,5 mm;

— Izolația între straturi — stielotextolit cu grosimea 0,5 mm;

1—2 bucăți pentru joasă tensiune;

4—6 bucăți, pentru înaltă tensiune;

— Izolația crestăturii — NMN (nomex-mylar-nomex) cu grosimea 0,22 mm;

1—2 folii (cel mai frecvent 2 folii suprapuse);

— Izolația de protecție mecanică — NMN cu grosimea 0,22 mm un strat (nu este obligatorie la miezurile împachetate bine);

— Izolația în „Z”, între rînduri — folie izolantă cu grosimea 0,25 mm (sau NMN);

— Izolația bobinei (la i.t.) — teacă izolantă, pe bază de mică, cu grosimea:

1 ÷ 1,3 mm pentru tensiunea $U_N = 1\ 000\text{ V}$;

1,8 ÷ 2 mm, pentru tensiunea $U_N = 6\ 300\text{ V}$;

2,4 ÷ 2,6 mm, pentru tensiunea $U_N = 10\ 500\text{ V}$;

— Pană crestătură — stielotextolit cu grosimea $3 \div 4\text{ mm}$.

— se calculează:

b_{iz} — suma grosimilor tuturor izolațiilor pe lățimea crestăturii, inclusiv a conductorului (E2S) și jocul = $0,2 \div 0,3\text{ mm}$;

h_{iz} — suma grosimii tuturor izolațiilor pe înălțimea crestăturii, inclusiv a conductorului (E2S), a istmului crestăturii, a penei crestăturii și jocul = $0,3 \div 0,5\text{ mm}$;

— se determină din limitele lățimii crestăturii (relația (1.40)), limitele dimensiunii conductorului pe lățimea crestăturii

$$b_{cu} = \frac{b_c - b_{iz}}{\text{numărul conductoarelor pe lățimea crestăturii}}; \quad (1.40\ a)$$

— pentru aceste limite ale lui b_{cu} și pentru s_{cu1} determinat cu relația (1.36) se alege din STAS 2873-76 (anexa 5) dimensiunile definitive ale conductorului: b_{cu} , h_{cu} și s_{cu} ;

— din anexa 6 se stabilește grosimea bilaterală a izolației conductorului;

— se recalculează dimensiunile definitive ale crestăturii

$$\left. \begin{aligned} b_c &= b_{cu} \times \text{numărul conductoarelor pe lățimea crestăturii} + b_{iz}; \\ h_c &= h_{cu} \times \text{numărul conductoarelor pe înălțimea crestăturii} + h_{iz}. \end{aligned} \right\} (1.41)$$

D. Verificări necesare.

a) Verificarea încadrării în limite a inducției în jugul statorului

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{fe} l_{ge} h'_{j1}} \quad [\text{T}] \quad (1.42)$$

în care h'_{j1} este înălțimea de calcul a jugului stator.

Cînd nu există canale axiale de ventilație atunci (vezi fig. 1.28):

$$h'_{j1} = h_{j1} = \frac{D_s - D}{2} - h_{c1} \quad [\text{m}]. \quad (1.42\ a)$$

Limitele admisibile ale inducției sînt indicate la punctul 1.4.2 B.

Dacă valoarea obținută a inducției în jug nu se încadrează în limite, atunci, cel mai frecvent de schimbă diametrul interior al statorului D (tot la valori rotunjite).

În cazuri rare (la abateri mici) și corelat cu inducția maximă în dinte (vezi mai jos punctul b), se acționează și asupra dimensiunilor creștăturii.

Dacă mașina este prevăzută cu canale axiale de ventilație rotunde (v. fig. 1.28), atunci înălțimea de calcul a jugului din relația (1.42) se determină cu relația :

$$h_{j1}' = h_{j1} - \frac{2}{3} m_{a1} d_{a1} \quad [\text{m}] \quad (1.42 \text{ b})$$

în care :

m_{a1} este numărul rândurilor după care sînt așezate canalele axiale (pe înălțimea jugului);

h_{j1} — dat de relația (1.42 a).

Cînd canalele axiale sînt dispuse pe un singur rînd ca în figura 1.28 (cazul cel mai utilizat),

$$m_{a1} = 1.$$

b) Inducția aparentă maximă în dinte (la baza acestuia, unde secțiunea este minimă)

$$B_{d1\max}' = \frac{l_1 l_c B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1\min}} \leq B_{d\max \text{ admis}} \quad (1.43)$$

Limitele lui $B_{d\max \text{ admis}}$ sînt indicate la punctul 1.4.2 B. Lățimea minimă a dintelui este

$$b_{d1\min} = l_1 - b_c \quad (1.43 \text{ a})$$

c) Valoarea exactă a densității de curent (după definitivarea dimensiunilor conductorului și creștăturii)

$$J_1 = \frac{I_N}{a_1 s_{Cu1}} \quad [\text{A/mm}^2] \quad (1.44)$$

trebuie să se încadreze în limitele indicate la punctul 1.4.1 B.

Pentru înfășurarea cu mai multe fire în paralel

$$s_{Cu1} = n_j s_{cond}$$

în care s_{cond} este secțiunea unui singur conductor rezultată din STAS-ul respectiv, în funcție de dimensiunile (sau diametrul) conductorului.

d) Se calculează rapoartele definitive :

$$\beta = \frac{b_c}{l_1}; \quad \beta_1 = \frac{h_c}{\tau} \quad \text{și} \quad \beta_2 = \frac{h_c}{b_c}$$

care, orientativ, pentru mașinile normale, au valori cuprinse în limitele indicate de relațiile (1.37) (de obicei aceste limite nu sînt obligatorii).

1.6. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE ROTO- RULUI

Ca și înfășurarea statorului, înfășurarea rotorului prezintă o importanță deosebită în obținerea unor caracteristici de lucru superioare de la mașina proiectată. Spre deosebire de înfășurarea statorului, înfășurarea rotorului fiind în mișcarea de rotație este supusă și unor serioase solicitări mecanice. De aceea, dimensionarea din punct de vedere electromagnetic al acesteia, trebuie făcută în strînsă legătură cu rezolvarea corespunzătoare a problemelor de ordin mecanic. Acest lucru conduce la ideea că sînt de preferat în primul rînd acele soluții constructive care conferă înfășurării o bună consolidare mecanică atît în partea activă a mașinii (în creștătură) cît și în părțile frontale.

1.6.1. NUMĂRUL DE CRESTĂTURI ȘI TIPUL ÎNFĂȘURĂRII

A. Mașini cu rotorul bobinat. În acest caz, înfășurarea rotorului se realizează ca și înfășurarea statorului, trifazată, adică

$$m_2 = m_1 = 3.$$

Numărul de creștături ale rotorului Z_2 se determină cu o relație identică cu cea de la stator

$$Z_2 = 2p m_2 q_2$$

în care q_2 , este numărul de creștături pe pol și fază ale rotorului.

Pentru evitarea cuplurilor parazite care pot produce blocarea rotorului la pornire (fenomenul de lipire, cînd dinții rotorului se află în dreptul dinților statorului) rotorul se construiește cu un număr de creștături diferit de numărul de creștături din stator, adică :

$$Z_2 \neq Z_1, \quad (1.45)$$

de unde rezultă :

$$q_2 \neq q_1.$$

În general, q_2 se ia de obicei mai mare sau mai mic cu o unitate decît q_1 , adică

$$q_2 = q_1 \pm 1. \quad (1.45 \text{ a})$$

Cînd pentru determinarea numărului de creștături din stator Z_1 s-a ales, pe baza indicațiilor date de relațiile (1.29), q_1 la limita inferioară, atunci $q_2 = q_1 + 1$ și invers, cînd q_1 se situează la mijloc sau spre limită superioară atunci se preferă întotdeauna $q_2 = q_1 - 1$, deoarece o valoare mică pentru q_2 , conduce la o reducere a pierderilor de pulsație în dinții statorului.

Relația $q_2 = q_1 \pm 2$ se utilizează în cazuri foarte rare deoarece diferența mare între q_1 și q_2 (mai ales la creșterea lui q_2) conduce la o diferență mare a pierderilor suplimentare în fier.

Ca și la stator, q_2 trebuie să fie număr întreg. Totuși în unele cazuri, pentru mașini mici sau cu o viteză mică, se mai poate lua și număr fracționar

$$q_2 = 2 \frac{1}{2}$$

La motoarele de putere mică ($P_N \leq 10$ kW), înfășurarea rotorului se construiește de obicei din conductor rotund, într-un strat sau în două straturi. În acest caz, creștăturile sînt închise sau semiînchise, pentru reducerea pulsațiilor cîmpului magnetic în întrefier, avînd forma ovală sau trapezoidală (deci cu lățimea dintelui constantă) așa cum se indică în figura 4.9 din vol. I (vezi și fig. 1.15, însă pentru stator).

Deschiderea a_r a creștăturii trebuie să permită introducerea conductorului izolat în timp ce este protejat de izolația creștăturii (vezi fig. 1.15 c).

Pentru mașinile de puteri mijlocii și mari ($P_N > 10$ kW) se folosește de regulă înfășurarea din bare, avînd creștăturile semiînchise cu pereții paraleli de tipul celei din figura 1.19 b. Semi-barele folosite, cu mufe de inseriere, sînt formate (fasonate) la un singur capăt. Introducerea lor în creștătură se face cu capătul neformat, prin partea frontală a miezului magnetic rotoric, după care se trece la formarea capătului drept corespunzător pasului înfășurării. Un astfel de rotor în timpul procesului de bobinare este indicat în figura 1.20.

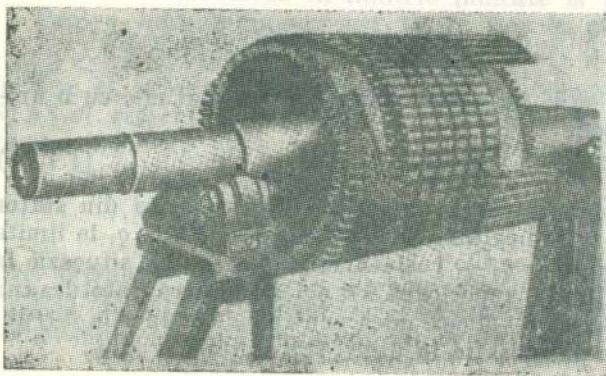


Fig. 1.20. Rotor bobinat de mașină asincronă, în procesul de bobinare.

Înfășurările din bare, se construiesc în două straturi. În toate cazurile de înfășurări rotorice pasul principal se ia diametral, adică

$$y_1 = \frac{Z_2}{2p} = m_2 q_2 = \text{număr întreg.} \quad (1.46)$$

Evident în cazul în care q_2 este fracționar, y_1 se stabilește la valoarea cea mai apropiată a numărului întreg obținut cu relația (1.46); cu fracțiunea din creștătură cu care s-a scurtat y_1 (de obicei 1/2) se lungeste pasul secundar y_2 .

Cel mai utilizat tip de înfășurare în două straturi este înfășurarea ondulată, deoarece necesită un număr minim de conexiuni, legăturile între bobinele diferiților poli făcîndu-se direct din pasul rezultat al acesteia. Din această cauză, înfășurarea de curent alternativ, ondulată mai este denumită și „înfășurare tip rotor“.

Problemele constructive legate de tipul înfășurării și al bobinelor utilizate sînt arătate pe larg în paragraful 1.8.1.

B. Mașini cu rotorul în scurtcircuit. Înfășurarea rotoarelor în scurtcircuit mai poartă denumirea și de înfășurare în colivie. În acest caz, înfășurarea este considerată polifazăată, cu

$$m_2 = Z_2$$

faze, curenții prin barele coliviei fiind defazați între ei cu unghiul

$$\alpha = p \frac{2\pi}{Z_2} \quad [^\circ \text{el}].$$

Ca și în cazul rotorului bobinat, pentru evitarea fenomenului de lipire la pornire, numărul de creștături ale rotorului Z_2 , trebuie, în mod obligatoriu să fie diferit de numărul de creștături ale statorului Z_1 , adică să fie respectată condiția impusă de relația (1.45).

De regulă numărul de creștături ale rotorului în scurtcircuit Z_2 , pentru motoarele asincrone, se determină în funcție de numărul de creștături din stator Z_1 , astfel încît să se evite apariția unor cupluri parazite și a unor forțe tangențiale și radiale (de trepidatie) periculoase pentru funcționarea mașinii. Apariția forțelor parazite este determinată de existența armonicilor superioare în curba solenației statorului și rotorului și de armonicile dentare din curba cîmpului magnetic din întrefier.

Forțele tangențiale ale armonicilor superioare din curba cîmpului mașinii acționează asupra rotorului creînd cuplurile parazite asincrone și sincrone care, suprapunîndu-se peste cuplul fundamentalei, conduc la apariția unor scăderi (înșeuări) în caracteristica mecanică, scăderi care la rîndul lor pot provoca „agățarea“ moto-

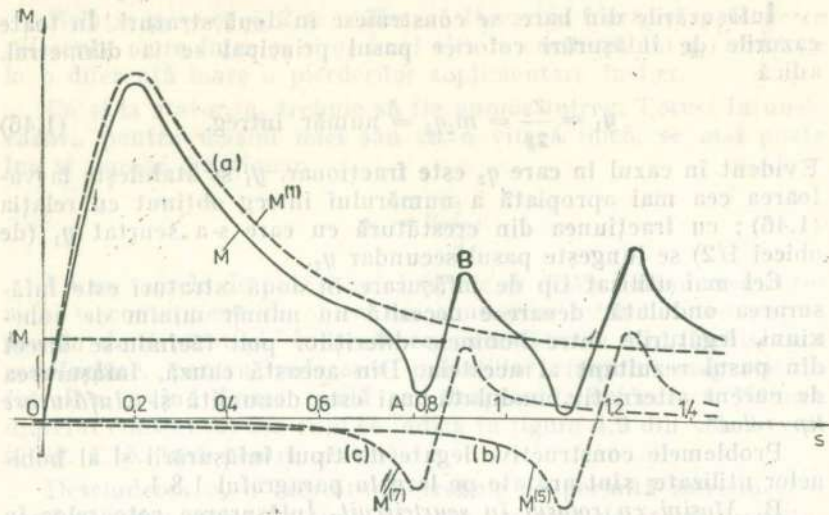


Fig. 1.21. Caracteristica $M = f(s)$ cu evidențierea cuplurilor parazite asincrone, ale armonicilor 5 și 7.

rului la o turație sub cea nominală. Exemple de caracteristici mecanice $M = f(s)$, cu scăderi datorită cuplurilor parazite sînt indicate în figura 1.21 și figura 1.22.

De asemenea, în timpul rotirii, dinții rotorici se deplasează în continuu față de dinții statorici. Din această cauză, apar vibrații periodice ale inducției magnetice în dinții statorului și rotorului, care produc diferite fenomene acustice cum este sunetul de sirenă etc.

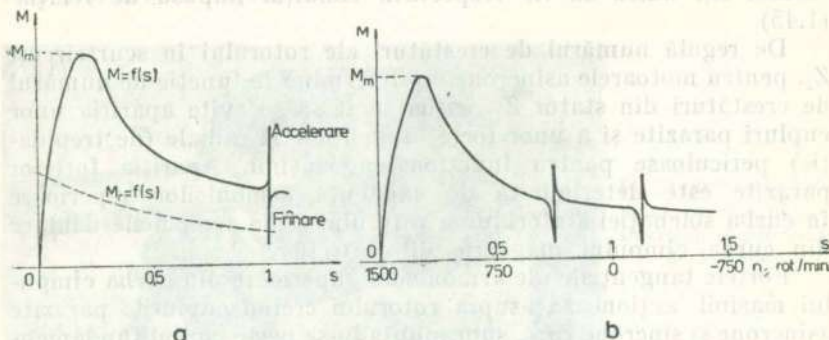


Fig. 1.22. Caracteristica $M = f(s)$ cu evidențierea cuplurilor parazite sincrone: a — la pornire; b — la diferite viteze.

Afară de aceasta, datorită armonicilor de cîmp și de dantură care produc o permanentă modificare a inducției magnetice în întrefier într-un punct dat la periferia interioară a statorului, apar forțe variabile de atracție între stator și rotor. Aceste forțe de atracție, diferite după diferitele axe ale mașinii, se deplasează cu o anumită viteză, provocînd vibrații ale armăturilor.

Influența cuplurilor parazite se exercită mult mai pronunțat asupra funcționării motoarelor cu rotorul în scurtcircuit, din cauză că diferitele cîmpuri armonice sînt mult mai puternice la rotorul în colivie.

Rezultă astfel că, în acest caz, motorul asincron reprezintă o sumă de motoare asincrone și sincrone suplimentare, care lucrează pe același arbore și care pot deranja sau face chiar imposibilă funcționarea motorului principal (corespunzător armonicii fundamentale). De aceea apariția cuplurilor parazite ale motorului asincron trebuie evitată sau, dacă acest lucru nu se poate întotdeauna, atunci acestea trebuie să fie reduse în cît mai mare măsură, acționînd fie asupra statorului, fie asupra rotorului.

De exemplu pentru a înlătura cuplurile asincrone parazite, cel mai simplu este să se reducă armonicile solenației statorului. Pentru aceasta se utilizează înfășurări cu pas scurtat și cu număr întreg de creștături pe pol și fază. Înfășurările cu număr fracționar de creștături pe pol și fază (care ar putea fi, de asemenea, utilizate), formează adeseori sisteme repartizate nesimetric pe periferia statorului și contribuie la producerea zgomotului în motor. Din această cauză înfășurările cu număr fracționar de creștături pe pol și fază se folosesc rar la mașinile asincrone (spre deosebire de cele sincrone) și atunci numai la cele cu rotorul bobinat.

De asemenea, un mijloc foarte eficace împotriva cuplurilor sincrone parazite, prin reducerea armonicilor din curba cîmpului magnetic datorită creștării armăturilor, îl constituie înclinarea creștăturilor rotorului sau statorului pe generatoarea armăturii respective (înclinarea creștăturilor unei armături se face cu un pas dentar al armăturii opuse). Cel mai frecvent se înclină creștăturile rotorului cu aproape un pas dentar al statorului și aceasta în special la motoarele mici, unde datorită diametrelor mici, nu se pot obține rapoarte potrivite între numerele de creștături Z_1 și Z_2 .

Factorul de înfășurare datorită înclinării (corespunzător fundamentalei t.e.m.), în conformitate cu figura 1.23, are expresia :

$$k_t = \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2} \cdot \frac{b}{t_2}\right)}{\frac{\alpha}{2} \cdot \frac{b}{t_2}} \quad (1.47)$$

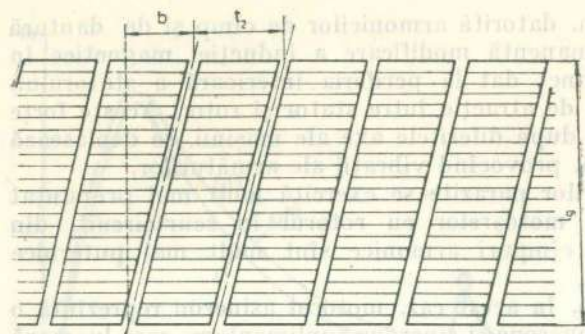


Fig. 1.23. Rotorul cu creștături înclinate (desfășurat).

în care :

$\alpha = \frac{2\pi p}{Z_1}$, este unghiul electric dintre două creștături ;

$\frac{b}{t_2}$ — raportul dintre înclinarea b a creștăturii și pasul creștăturii rotorului (pasul dentar) t_2 .

În cazul în care înclinarea b se face cu un pas dentar al statorului t_1 , atunci

$$k_i = \frac{\sin\left(\frac{\pi p}{Z_1}\right)}{\frac{\pi p}{Z_1}} \quad (1.47 \text{ a})$$

Alte considerații referitoare la efectul înclinării creștăturilor asupra caracteristicilor mașinii, sînt date în literatură [3], [17].

În concluzie, se poate spune că pentru înlăturarea neajunsurilor menționate, între numerele creștăturilor din stator Z_1 și din rotor Z_2 trebuie respectate o serie de relații de forma :

$$Z_1 - Z_2 \neq \pm 1 ; \pm 2 ; \pm(p \pm 1) ; \pm(p \pm 2)$$

$$Z_1 - Z_2 \neq \pm p ; \text{multiplu de } \pm 3p \text{ etc.,}$$

sau de alte forme [1], [5], depinzînd de puterea și dimensiunile mașinii, destinație, caracteristicile de funcționare, numărul de poli etc.

Rezultate satisfăcătoare se obțin cînd Z_2 diferă cu 15÷30% față de Z_1 .

În tabelul 1.4 sînt date numerele favorabile de creștături la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit (tip colivie).

TABELUL 1.4

Numărul de creștături recomandate pentru motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit (în colivie)

Nr. poli $2p$	Z_1	Z_2 — Creștături drepte ale rotorului	Z_2 — Creștături înclinate ale rotorului
1	2	3	4
a) Mașini pentru condiții normale de lucru			
2	18 24 30 36 42 48	— [16] 32 22, 38 26, 28, 44, 46 32, 34, 50, 52 38, 40, 56, 58	26 (18), (30), 31, 33, 34, 35 (18), 20, 21, 23, (24), 37, 39, 40 25, 27, 29, 43, 45, 47 — 59
4	24 36 42 48 60 72	[32] 26, 44, 46 (34), (50), 52, 54 34, 38, 56, 58, 62, 64 50, 52, 68, 70, 74 62, 64, 80, 82, 86	16, [20], 30, 33, 34, 35, 36 (24), 27, 28, 30, [32], 45, 48 (33), 34, [38], (51), 53 (36), (39), 40, [44], 57, 59 48, 49, 51, 56, 64, 69, 71 61, 63, 68, 76, 81, 83
6	36 54 72 90	26, 42, [48] 44, 64, 66, 68 56, 58, 62, 82, 84, 86, 88 74, 76, 78, 80, 100, 102, 104	47, 49, 50 42, 43, 65, 67 57, 59, 60, 61, 83, 85, 87 75, 77, 79, 101, 103, 105
8	48 72 84 96	34, 62, [64] 58, 86, 88, 90 66, (68), 70, 98, 100, 102, 104 78, 82, 110, 112, 114	35, 61, 63, 65, 56, 57, 59, 85, 87, 89 (68), (69), (71), (97), (99), (101) 79, 80, 81, 83, 109, 111, 113
10	60 90 120	44, 46, 74, 76 68, 72, 74, 76, 104, 106, 108, 110, 112, 114 86, 88, 92, 94, 96, 98, 102, 104, 106, 134, 138, 140, 142, 144, 146	57, 63, 77, 78, 79 70, 71, 73, 87, 93, 107, 109 99, 101, 108, 117, 123, 137, 139
12	72 90 108 144	56, 64, 80, 88 68, 70, 74, 82, 98, 106, 110 86, 88, 92, 100, 116, 124, 128, 130, 132 124, 128, 136, 152, 160, 164, 166, 168, 170, 172	69, 75, 80, 89, 91, 92 (71), (73), 86, 87, 93, 94, (107) 84, 89, 91, 104, 105, 111, 112, 125, 127 125, 127, 141, 147, 161, 163

TABELUL 1.4 (continuare)

1	2	3	4
14	84 126	74, 94, 102, 104, 106 106, 108, 116, 136, 144, 146, 148, 150, 152, 154, 158	75, 77, 79, 89, 91, 93, 103 107, 117, 119, 121, 131, 133, 135, 145
16	96 144	84, 86, 106, 108, 116, 118, 120, 122, 124, 132, 134, 154, 156 164, 166, 168, 170, 172	90, 102 138, 150
b) Mașini pentru lucru (practic) fără zgomot			
2	24 30		16, (12), (30), (32) (18), 20, 22, (24), (36), 38, 40
4	36 48		(24), 26, 28, 44, 46, (48) (34), 36, 38, 40, 55, 58, 60, 62, 64
6	54 72		42, 44, 64, 66, 68 56, 58, 60, 62, 82, 84, 86, 88, 90
8	72 96		58, 86, 88, 90 78, 80, 82, 110, 112, 114

Observații: 1. Nr. de creștături, închise în paranteză rotundă, dau caracteristici de pornire înrăutățite, iar în paranteză dreptunghiulară nu se folosesc în regim de frână.

2. La creștături deschise ale statorului se recomandă respectarea relației $0,82Z_1 \leq Z_2 \leq 1,25Z_1$.

3. La condiții grele de pornire se recomandă $Z_2 < Z_1$.

În funcție de forma constructivă a acestora, dictată de mărirea și caracteristicile mașinii se disting trei tipuri de colivii:

a) Colivie normală sau simplă, executată prin sudarea barelor de inel, având barele rotunde sau dreptunghiulare, însă cu raportul $h/b < 3 \div 4$ (h , b — înălțimea și respectiv lățimea barei), utilizată frecvent la motoarele mici ($P_N < 10$ kW) la care caracteristicile de pornire nu sînt prea severe. O astfel de colivie cu bare rotunde este indicată în figura 1.24 a. Coliviile sudate se folosesc însă din ce în ce mai puțin.

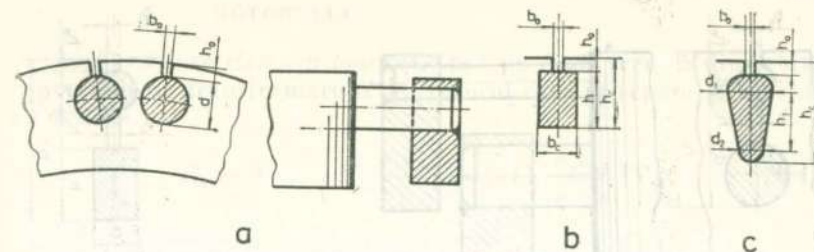


Fig. 1.24. Colivie simplă (normală):

a — sudată (cu bare rotunde); b — sudată (cu bare dreptunghiulare); c — turnată din aluminiu

O utilizare frecventă, datorită marilor avantaje tehnologice pe care le prezintă, o are colivia turnată din aluminiu. În acest caz, chiar pentru colivii normale se aleg forme de creștături care corespund dinților cu pereți paraleli (lățime constantă a dintelui), adică ovale sau trapezoidale, întocmai ca pentru înfășurarea în sîrmă a rotorului bobinat (fig. 1.24 c).

b) Colivie cu bare înalte avînd barele dreptunghiulare sau de alte forme (trapezoidale, profilate), însă cu raportul $h/b \geq 4$, utilizată la motoarele de puteri mijlocii și mari, cu caracteristici de pornire normale. Așa cum se observă în figura 1.25, creștăturile pot fi drepte sau înclinate radial. Foarte frecvent sînt utilizate și creștături pentru bare trapezoidale (vezi fig. 1.56).

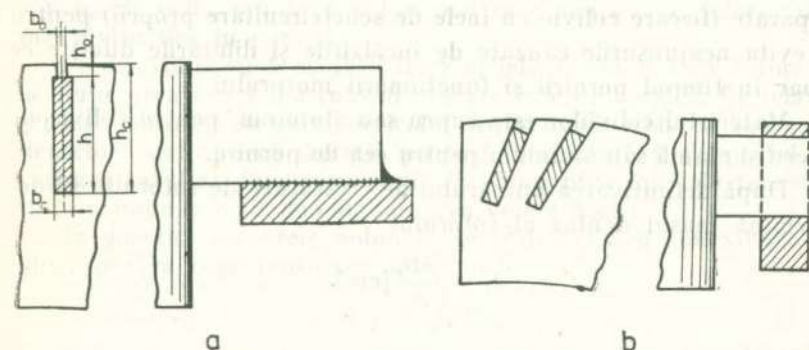


Fig. 1.25. Colivie cu bare înalte:

a — drepte; b — înclinate radial

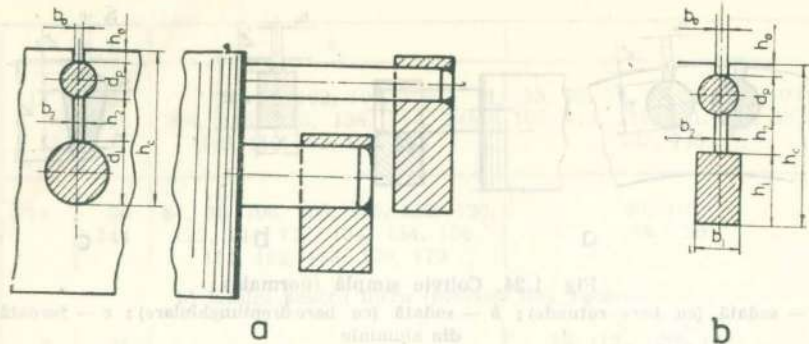


Fig. 1.26. Colivie dublă :

a — cu bare rotunde ; b — cu colivia de lucru din bare dreptunghiulare

Materialele cele mai folosite pentru coliviile cu bare înalte sînt: cupru, în cazul în care se impun caracteristici și condiții mecanice mai deosebite și aluminiu, atît în cazul coliviei sudată, cît și turnată.

c) *Colivie dublă* (fig. 1.26), avînd barele ambelor colivii rotunde cea mai folosită, sau colivia inferioară (de lucru), poate avea bare dreptunghiulare. Este utilizată tot la motoarele de puteri mijlocii și mari, însă cu caracteristici de pornire superioare (cupluri mari și curenți mai mici). Pentru obținerea acestor caracteristici, colivia superioară (de pornire) trebuie să aibă o rezistență mult mai mare decît cea inferioară (de funcționare). De remarcat faptul că în cazul coliviei duble, inelele de scurtcircuitare trebuie să fie separate (fiecare colivie cu inele de scurtcircuitare proprii) pentru a evita neajunsurile cauzate de încălzirile și dilatările diferite ce apar în timpul pornirii și funcționării motorului.

Materialul coliviilor este cupru sau aluminiu, pentru colivia de lucru și alamă sau aluminiu pentru cea de pornire.

După definitivarea numărului de creștături ale rotorului se determină pasul dentar al rotorului

$$t_z = \frac{\pi D_r}{Z_2} [\text{cm}]$$

în care :

$D_r = D - 2\delta$ [cm] este diametrul exterior al rotorului (în partea întrefierului).

1.6.2. DIMENSIONAREA CONDUCTORULUI ȘI CRESTĂTURII ROTORULUI

A. *Tensiunea electromotoare* (t.e.m.) pe fază rezultă din relația raportului de transformare (cînd rotorul este în repaos și deschis) cu relația

$$E_2 = U_{20} = E_1 \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} = k_E U_1 \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} [\text{V}] \quad (1.48)$$

în care :

w_2, k_{w2} sînt numărul de spire pe fază și factorul de înfășurare ale rotorului.

Pentru înfășurarea rotorului bobinal, numărul de spire w_2 , rezultă cu o relație similară ca la înfășurarea statorului (relația (1.33)), adică :

$$w_2 = \frac{Z_2 n_{c2}}{2m_2 a_2} \quad (1.48 \text{ a})$$

De obicei, pentru rotoare $a_2 = 1$, pentru a simplifica legăturile și a obține un conductor cu o secțiune mai mare necesar atît din punct de vedere al unei rezistențe mecanice corespunzătoare, cît și al unei umpleri mai bune a creștăturii.

În acest caz, pentru motoarele de puteri mijlocii și mari ($P_N > 10 \text{ kW}$) la care de obicei se utilizează înfășurarea din bare în două straturi, numărul de conductoare dintr-o creștătură, are cel mai frecvent valorile

$$n_{c2} = 2 ; 4 \text{ sau } 6. \quad (1.48 \text{ b})$$

Pentru motoarele de putere mică (cu înfășurare din sîrmă), atît a_2 cît și n_{c2} pot avea valori mai mari sau se pot folosi chiar mai multe fire în paralel.

Pe de altă parte tensiunea între inelele de contact ale rotorului la alunecarea $s = 1$ (cu rotorul blocat), este de dorit să fie relativ redusă, pentru a se evita pericolul străpungerii izolației sau accidentelor, mai ales că izolația poate fi periclitată și de praful de cărbune rezultat din uzura periilor ; valori prea mici ale tensiunii însă, conduc la inele de contact prea voluminoase.

În general, rotoarele bobinate se realizează cu conexiunea în stea, pentru care tensiunea între inele

$$U_2 = \sqrt{3} U_{20}.$$

Această tensiune U_2 are de obicei valorile uzuale, în funcție de puterea motorului, indicate în tabelul 1.5.

TABELUL 1.5

Tensiunea între tnelele de contact ale motorului asincron cu rotorul bobinat

P_N [kW]	≤ 100	100—200	200—500	500—2 000	2 000—10 000
U_2 [V]	50—120	100—500	200—1 000	500—1 500	1 000—2 000

Factorul de înfășurare k_{w2} se poate lua, în funcție de pasul înfășurării (care de regulă este diametral — relația (1.46)) și de q_2 din anexa 1 sau se poate calcula cu relația (1.14) (pentru pas diametral $k_p = 1$, iar din anexa 1 se folosește tabelul 1-II).

Pentru stabilirea valorii definitive a t.e.m. se poate deci proceda în două feluri:

a) — se impune din tabelul 1.5 tensiunea U_2 , din care rezultă

$$U_{20} = \frac{U_2}{\sqrt{3}};$$

— din relația (1.48) se calculează

$$w_2 = U_{20} \frac{w_1 k_{w1}}{E_1 k_{w2}} = \text{număr întreg}$$

— din relația (1.48 a) se calculează, pentru $a_2 = 1$ sau altă valoare,

$$n_{c2} = \frac{2m_2 a_2 w_2}{Z_2};$$

— se stabilește definitiv valoarea lui n_{c2} , care trebuie să fie:

— număr întreg par și anume 2; 4 sau 6 (relația (1.48 b)) — pentru înfășurarea în bare;

— număr întreg (par sau impar). — pentru înfășurarea în sirmă (în două sau un strat);

— cu n_{c2} definitiv, se stabilesc valorile definitive ale lui w_2 , cu relația (1.48 a) și U_{20} , cu relația (1.48), avînd grijă ca $U_2 = \sqrt{3} U_{20}$ să fie apropiat de limitele indicate în tabelul 1.5;

b) — se procedează invers ca în cazul a și anume:

— se impune n_{c2} , conform relației (1.48 b);

— se calculează w_2 cu relația (1.48 a);

— se calculează U_{20} cu relația (1.48), apoi U_2 și se verifică încadrarea valorii în limitele indicate în tabelul 1.5. Dacă abaterea este mare, se reconsideră etapele cu un alt n_{c2} .

Pentru înfășurarea în colivie (rotorul în scurtcircuit cu creștături drepte — fără înclinare) se cunosc:

$$w_2 = \frac{1}{2}; k_{w2} = 1; m_2 = Z_2 \quad (1.49)$$

și deci t.e.m. pe fază (adică dintr-o bară) rezultă:

$$U_{20} = E_1 \frac{1}{2w_1 k_{w1}} = \frac{k_E U_1}{2w_1 k_{w1}} [\text{V}]. \quad (1.49 a)$$

Pentru rotorul în scurtcircuit cu creștături înclinate $k_{w2} = k_i$, determinat cu relația (1.47) sau (1.47 a). În acest caz:

$$U_{20} = \frac{k_E U_1 k_i}{2w_1 k_{w1}}. \quad (1.49 b)$$

B. Curentul pe fază din rotor, se determină cu relația

$$I_2 = k_I \frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}} I_N [\text{A}], \quad (1.50)$$

în care k_I este factorul care ține cont de influența curentului de magnetizare al mașinii, datorită căruia solenațiile statorică și rotorică nu sînt egale.

Valorile lui k_I , în funcție de $\cos \varphi$, la sarcină nominală, estimat inițial la începutul calculului, sînt indicate în figura 1.27.

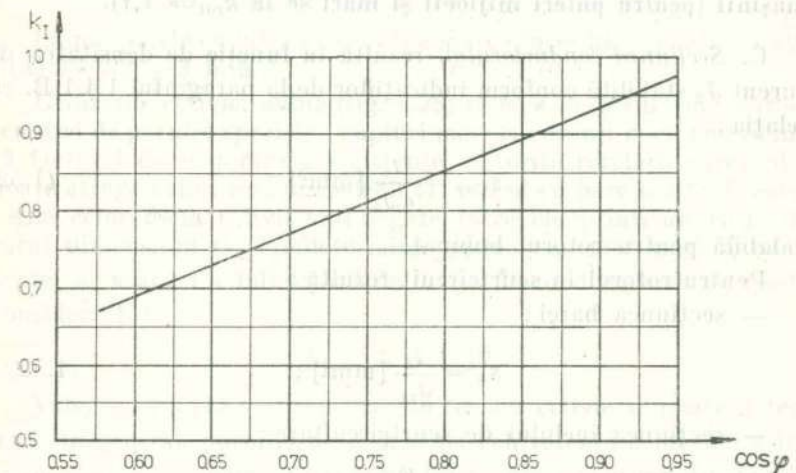


Fig. 1.27. Coeficientul k_I , pentru calculul curentului din rotor.

Pentru rotorul în scurtcircuit, curentul pe fază este chiar curentul prin bară,

$$I_b = k_I \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2} I_N \text{ [A]}. \quad (1.50 \text{ a})$$

Dacă rotorul are creștăturile înclinate ($k_{w2} = k_i$), atunci

$$I_b = k_I \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2 k_i} I_N \text{ [A]}. \quad (1.50 \text{ b})$$

Curentul în inelul de scurtcircuitare a coliviei, se determină cu relația :

$$I_i = \frac{I_b}{2 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} \text{ [A]}. \quad (1.51)$$

OBSERVAȚIE. Curentul pe fază din rotor se mai poate determina și din puterea mecanică dezvoltată de mașină cu relația :

$$I_2 = k_{rot} \frac{P_N}{m_2 U_{20}} \text{ [A]}, \quad (1.50 \text{ c})$$

în care : $k_{rot} = 1,08 \div 1,14$ este coeficientul care ține cont de aproximarea celorlalți termeni, în funcție de puterea nominală a mașinii (pentru puteri mijlocii și mari se ia $k_{rot} = 1,1$).

C. Secțiunea conductorului, rezultă în funcție de densitatea de curent J_2 stabilită conform indicațiilor de la paragraful 1.4.1 B, cu relația :

$$S_{Cu2} = \frac{I_2}{a_2 J_2} \text{ [mm}^2\text{]} \quad (1.52)$$

valabilă pentru rotorul bobinat.

Pentru rotorul în scurtcircuit rezultă :

— secțiunea barei :

$$S_b = \frac{I_b}{J_{2b}} \text{ [mm}^2\text{]} ; \quad (1.52 \text{ a})$$

— secțiunea inelului de scurtcircuitare :

$$S_i = \frac{I_i}{J_{2i}} \text{ [mm}^2\text{]}. \quad (1.52 \text{ b})$$

D. Dimensiunile conductorului și ale creștăturii.

a) Pentru rotorul bobinat, se procedează similar ca la stator (vezi punctul 1.5.3 C), ținând însă cont și de indicațiile referitoare la tipul înfășurării și creștăturilor rotorului prevăzute la punctul 1.6.1 A.

b) Pentru rotorul în scurtcircuit, în conformitate cu indicațiile anterioare (vezi punctul 1.6.1 B), dimensiunile conductorului care se iau din STAS-ul respectiv (pentru conductoare de aluminiu STAS 6499/1 și 2-73) și geometria creștăturii, se stabilesc în funcție de tipul coliviei care, la rîndul ei, depinde de puterea și caracteristicile de pornire ale motorului.

Astfel pentru mașini de la 0,6 la 10 kW, se folosesc colivii din aluminiu de forma indicată în figura 1.24, cu următoarele dimensiuni :

$$b_0 = 1 \text{ mm} ; h_0 = 0,5 \div 1 \text{ mm} ;$$

$$d \leq 8 \text{ mm} ; d_1/d_2 = (6,5 \div 7,5)/(4 \div 6) \text{ mm} ;$$

$$h_1 = 10 \div 20 \text{ mm}.$$

Pentru puteri mai mari se folosesc colivii tot din aluminiu cu bare înalte (fig. 1.25) cu următoarele dimensiuni :

$$b_0 = 1,5 \div 2 \text{ mm} ; h_0 = 1 \div 2 \text{ mm} ;$$

$$b = 3,5 \div 6 \text{ mm} ; h/b = 4 \div 10.$$

La motoarele cu viteză de rotație mare ($2p = 2$), h_0 poate ajunge pînă la $2,5 \div 3 \text{ mm}$.

Utilizarea coliviei duble (fig. 1.26) se face în cazul unor caracteristici de pornire speciale : cupluri mari la curenți mici, cunoscînd că factorul de majorare a rezistenței datorită refulării curentului poate atinge valori mai mari decît la rotorul cu bare înalte. Creștăturile celor două colivii sînt legate între ele printr-un istm ale cărui dimensiuni (h_2/b_2) determină partea cea mai mare a reacțanței de scăpări a înfășurării de lucru. În mod normal, se poate considera [5]

$$h_2/b_2 = 5 \div 17.$$

Valoarea exactă a curenților din fiecare colivie se poate determina în general, pornind de la schema echivalentă a mașinii asincrone. La funcționarea în sarcină frecvența curenților din barele rotorului este mică. De aceea, se poate considera că la funcționarea

în sarcină, repartitia curentului total al rotorului determinat cu relația (1.50 a) sau (1.50 b), între cele două colivii (de pornire — I_p , și de lucru — I_l) se face invers proporțional cu rezistențele R_p și R_l , ale coliviilor, adică :

$$\left. \begin{aligned} I_2 &= I_p + I_l \\ I_p R_p &= I_l R_l \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_p \text{ și } I_l. \quad (1.53)$$

OBSERVAȚIE : Din cele expuse, se observă că dimensionarea coliviei s-a făcut din condiția respectării solicitărilor electrice (densitatea de curent), urmînd a se calcula, pe baza geometriei stabilită pentru creștătură, caracteristicile de pornire și a le compara cu cele impuse. După cum se va vedea (vezi paragraful 1.10.2), dimensionarea coliviei se poate face și din condiția respectării caracteristicilor de pornire impuse, cu verificarea încadrării în limite a densității de curent.

E. Verificări necesare

a) Inducția aparentă maximă în dinte, acolo unde secțiunea acestuia este minimă, se determină similar ca la stator (vezi relația (1.42)) :

$$B'_{d2max} = \frac{t_2 l_1 B_8}{k_{fe} l_{p0} b_{d2min}} \leq B'_{dmax admis}, \quad (1.54)$$

în care : b_{d2min} este lățimea minimă a dintelui rotoric.

Pentru cazul în care, creștătura rotorului este cu pereți paraleli :

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{r2})}{Z_2} - b_{c2}. \quad (1.54 a)$$

Pentru alte forme de creștături (ovale, rotunde etc.), determinarea lui b_{d2min} este o problemă de geometrie.

Limitele lui $B'_{dmax admis}$ sînt indicate la paragraful 1.4.2 B.

Verificarea este necesară în primul rînd la rotoarele bobinate și apoi la rotoarele în scurtcircuit cu colivie normală și dublă colivie, mai ales cu bare rotunde. La rotoarele în scurtcircuit cu bare înalte, de regulă, inducția maximă în dinte este mult sub limita admisă.

b) Valoarea definitivă a densității de curent din înfășurarea rotorului :

$$J_2 = \frac{I_2}{a_2 s_{Cu2}} [A/mm^2]$$

pentru rotorul bobinat, și

$$J_{2b} = \frac{I_b}{s_b}; \quad J_{2l} = \frac{I_l}{s_l} [A/mm^2].$$

pentru rotorul în scurtcircuit.

Valoarea densității de curent nu trebuie să depășească limitele admise (v. paragraful 1.4.1 B).

Această verificare trebuie făcută de fiecare dată cînd cu ocazia calculării caracteristicilor de pornire sau funcționare, este necesară schimbarea secțiunii conductorului, pentru încadrarea în limite a acestora.

c) Pentru creștătura rotorului bobinat se calculează rapoartele :

$$\beta = \frac{b_{c2}}{t_2}; \quad \beta_2 = \frac{h_{c2}}{b_{c2}}$$

care, orientativ, au valori cuprinse în limitele indicate de relațiile (1.37) și care, de regulă, nu sînt obligatorii.

1.7. CALCULUL CIRCUITULUI MAGNETIC ȘI CURENTULUI DE MAGNETIZARE

1.7.1. JUGUL ȘI DIAMETRUL INTERIOR, ALE ROTORULUI

Înălțimea jugului rotoric se determină pornind, ca și la stator (vezi relația (1.42)), de la menținerea în limitele admise a inducției în jug.

Pe de altă parte, trebuie ținut cont de faptul că, în funcție de construcția mașinii, jugul rotorului poate să fie prevăzut sau nu, cu canale axiale de ventilație (fig. 1.28), care influențează valoarea inducției magnetice în jug.

De aceea, ca și la jugul statorului (v. paragraful 1.5.3 D), se va folosi noțiunea de înălțime de calcul a jugului rotoric h'_{j2} (care determină inducția) și care rezultă din relația :

$$h'_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{fe} l_{p0} B_{j2}} [m]. \quad (1.55)$$

Limitele admisibile ale inducției în jugul rotorului B_{j2} sînt indicate la paragraful 1.4.2 B.

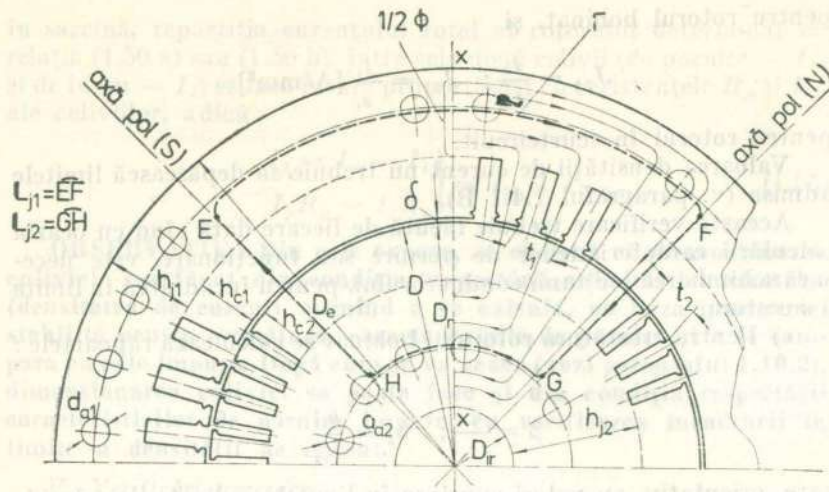


Fig. 1.28. Dimensiunile circuitului magnetic al mașinii asincrone.

Înălțimea reală a jugului rotorului h_{j2} (fig. 1.28), în funcție de construcția mașinii, impusă de tipul de ventilație și de înălțimea de calcul h'_{j2} , determinată cu relația (1.55) rezultă:

— pentru mașini fără canale axiale de ventilație

$$h_{j2} = h'_{j2}; \quad (1.55 \text{ a})$$

— pentru mașini cu canale axiale de ventilație rotunde

$$h_{j2} = h'_{j2} + \frac{2}{3} m_{a2} d_{a2} \quad (1.55 \text{ b})$$

în care:

m_{a2} este numărul rândurilor după care sunt așezate canalele axiale (pe înălțimea jugului);

d_{a2} — diametrul canalului axial de ventilație.

Când canalele axiale sunt dispuse pe un singur rând (fig. 1.28),

$m_{a2} = 1$.

Diametrul interior al rotorului (fig. 1.28) este

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}). \quad (1.56)$$

De regulă, din motive tehnologice, valoarea lui D_{ir} se rotunjește din 5 în 5 mm, sau se încadrează în gama de ștanțe bloc existente în întreprinderea respectivă.

De aceea, după definitivarea lui D_{ir} este necesară recalcularea și verificarea încadrării în limite a inducției în jugul rotorului. Pentru aceasta sunt necesare următoarele etape:

— se determină înălțimea reală a jugului rotorului:

$$h_{j2} = \frac{D_r - D_{ir}}{2} - h_{c2};$$

— se determină înălțimea de calcul a jugului rotor folosind relațiile (1.55 a) sau (1.55 b) și anume:

$$h'_{j2} = h_{j2}$$

pentru mașinile fără canale axiale de ventilație și

$$h'_{j2} = h_{j2} - \frac{2}{3} m_{a2} d_{a2}$$

pentru mașinile cu canale axiale de ventilație rotunde;

— se calculează inducția în jurul rotorului

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h'_{j2}} [T] \quad (1.55 \text{ c})$$

care trebuie să se încadreze în limitele admise.

1.7.2. TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE PE O PERECHE DE POLI

După cum se știe tensiunea magnetomotoare (t.m.m.) pe o pereche de poli, se determină ca sumă a tensiunilor magnetice (t.m.) a celor cinci porțiuni distincte ale circuitului magnetic al mașinii asincrone.

În figura 1.28 conturul Γ (pe care se determină t.m.m.) reprezintă o linie medie a cimpului magnetic dintre doi poli consecutivi, corespunzătoare cazului în care nu ar exista canale axiale de ventilație. Relațiile ce se vor folosi însă la determinarea t.m. sunt valabile și în cazul existenței canalelor axiale de ventilație deoarece pentru cele două juguri se consideră ca porțiuni ale conturului lungimile medii dintre axele polilor vecini (lungimile EF, și GH).

A. T.m. a întrefierului, pentru o pereche de poli

$$U_{m\delta} = 2 \frac{B_{\delta}}{\mu_0} k_c \delta = 2 \frac{B_{\delta}}{\mu_0} \delta' [A] \quad (1.57)$$

unde :

$\delta' = k_c \delta$ [m] — întrefierul echivalent ;

B_8 — în T ;

δ — în m ;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m ;

k_c — coeficientul întrefierului (coeficientul lui Carter) care depinde de deschiderea creștăturilor și de mărimea întrefierului.

Pentru mașina asincronă, cu creștături pe ambele armături coeficientul total, rezultă :

$$k_c = k_{c1} k_{c2}.$$

Coeficienții lui Carter pentru stator k_{c1} sau pentru rotor k_{c2} , se calculează cu relația (vezi fig. 1.15 și 1.16) :

$$k_{c1,2} = \frac{t_{1,2}}{t_{1,2} - \gamma_{1,2} \delta} \quad (1.58)$$

cu :

$$\gamma_{1,2} = \frac{\left(\frac{a_{s,r}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_{s,r}}{\delta}} \quad (1.58 a)$$

în care :

$t_{1,2}$ este pasul dentar al creștăturilor statorului (1), respectiv rotorului (2) ;

$a_{s,r}$ — deschiderea creștăturii (sau istmului) statorului (s), respectiv rotorului (r). Pentru creștături deschise (de exemplu fig. 1.17 b, c, d sau fig. 1.19 a)

$$a_{s,r} = b_{cs,r}.$$

B. T.m. a dinților statorului, pentru o pereche de poli :

$$U_{md1} = 2 h_{c1} H_{d1} \text{ [A]} \quad (1.59)$$

în care :

h_{c1} este înălțimea creștăturii statorului, în cm ;

H_{d1} — intensitatea cîmpului magnetic în dintele statorului, în A/cm.

În cazul în care dinții au pereții paraleli ($b_{d1} = \text{constant}$). H_{d1} se ia din curba de magnetizare, în funcție de valoarea inducției în dinte B_{d1} (vezi relația (1.38)) și calitatea tolei utilizată (anexa 2).

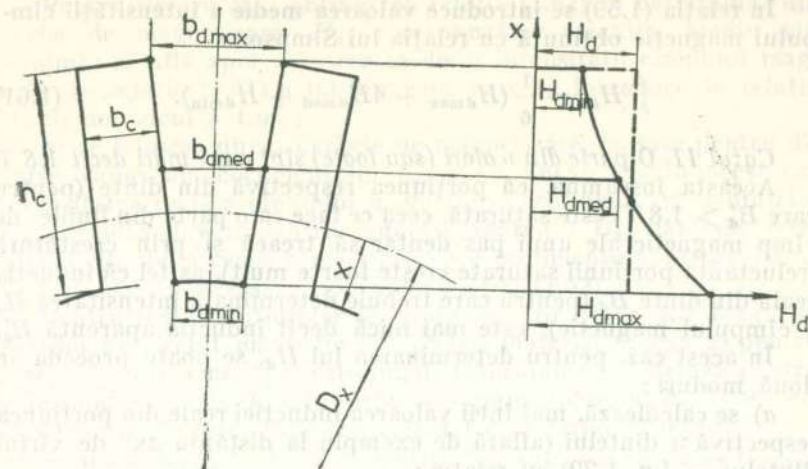


Fig. 1.29. Variația intensității cîmpului magnetic H_d în dinții trapezoidali (creștătura are pereții paraleli).

În cazul creștăturilor cu pereții paraleli (dinte trapezoidal cu $b_d \neq \text{constant}$) intensitatea cîmpului magnetic H_d , variază cu înălțimea dintelui (fig. 1.29).

Se calculează, în acest caz, inducțiile aparente în cele trei secțiuni ale dintelui (minimă, medie și maximă), obținînd :

$$\begin{aligned} B'_{d\max} &= \frac{l_1 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\min}}, \text{ cu : } b_{d\min} = t_1 - b_{c1} ; \\ B'_{d\text{med}} &= \frac{l_1 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\text{med}}}, \text{ cu : } b_{d\text{med}} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} ; \\ B'_{d\min} &= \frac{l_1 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\max}}, \text{ cu : } b_{d\max} = \frac{\pi(D + 2h_{c1})}{Z_1} - b_{c1}. \end{aligned} \quad (1.60)$$

În funcție de valorile obținute pentru inducțiile aparente cu relațiile (1.60), se pot distinge două cazuri.

Cazul I. Toate valorile sînt mai mici decît 1,8 T.

Aceasta înseamnă că porțiunile de dinte respectiv sînt nesaturate și tot fluxul unui pas dentar l_1 trece prin dinte, adică inducția aparentă B'_d și cea reală B_d sînt egale.

În acest caz, din curba de magnetizare (anexa 2) se determină :

- pentru $B'_{d\max} \rightarrow H_{d\max}$;
- pentru $B'_{d\text{med}} \rightarrow H_{d\text{med}}$;
- pentru $B'_{d\min} \rightarrow H_{d\min}$.

În relația (1.59) se introduce valoarea medie a intensității cîmpului magnetic obținută cu relația lui Simpson :

$$|H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{d\max} + 4H_{d\text{med}} + H_{d\min}). \quad (1.61)$$

Cazul II. O parte din ν alorei (sau toate) sînt mari mari decît 1,8 T Aceasta înseamnă, că porțiunea respectivă din dinte (pentru care $B'_d > 1,8$ T) este saturată, ceea ce face ca o parte din liniile de cîmp magnetic ale unui pas dentar să treacă și prin creștătură (reluctanța porțiunii saturate crește foarte mult), astfel că inducția reală din dinte B_d (pentru care trebuie determinată intensitatea H_d a cîmpului magnetic), este mai mică decît inducția aparentă B'_d .

În acest caz, pentru determinarea lui H_d , se poate proceda în două moduri :

a) se calculează, mai întîi valoarea inducției reale din porțiunea respectivă a dintelui (aflată de exemplu la distanța „x” de vîrf dintelui — fig. 1.29) cu relația :

$$B_{dx} = B'_{dx} - \mu_0 k_{dx} H_{dx} \quad [\text{T}] \quad (1.62)$$

în care :

H_{dx} — intensitatea cîmpului magnetic în secțiunea „x” a dintelui (luată din curba de magnetizare pentru B'_{dx}), în A/m ($1 \text{ A/m} = 10^2 \text{ A/cm}$);

$k_{dx} = \frac{b_c l_t}{k_{Fe} l_{Fe} b_{dx}}$ — coeficient al dintelui în secțiunea „x”, cu : $b_{dx} = \frac{\pi D_x}{Z_1} - b_c$ lățimea dintelui în secțiunea „x” (corespunzătoare diametrului D_x).

De exemplu :

— pentru secțiunea minimă a dintelui ($x = 0$) :

$$k_{d3} = \frac{b_c l_t}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\min}};$$

— pentru secțiunea medie a dintelui ($x = \frac{h_c}{2}$) :

$$k_{d2} = \frac{b_c l_t}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\text{med}}}; \quad (1.62 \text{ a})$$

— pentru secțiunea maximă a dintelui ($x = h_c$) :

$$k_{d1} = \frac{b_c l_t}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d\max}}.$$

Deci, k_{dx} depinde de secțiunea „x” în care s-a obținut, cu relațiile (1.60), $B'_{dx} > 1,8$ T.

Pentru fiecare B_{dx} , obținut cu relația (1.62) se determină, din curba de magnetizare, H_{dx} corespunzător (maxim, mediu sau minim); se află apoi valoarea medie a intensității cîmpului magnetic cu relația (1.61) a lui Simpson, care se introduce în relația (1.59) de calcul a t.m.;

b) se folosesc direct curbele de magnetizare, trasate pentru diverse valori ale coeficientului k_{dx} (vezi anexa 2). În acest caz intensitatea reală a cîmpului magnetic în secțiunea „x” a dintelui H_{dx} , rezultă direct, pentru inducția aparentă B'_{dx} dată de relațiile (1.60), după curba corespunzătoare coeficientului respectiv k_{dx} fără să mai fie necesară aplicarea relației (1.62).

Pentru restul secțiunilor de dinte în care $B'_{dx} < 1,8$ T sau al părților de circuit magnetic din același material (anexa 2) pentru care k_d nu are sens, cum este jugul statorului, se utilizează pentru determinarea cîmpului H , curba corespunzătoare lui $k_{dx} = 0$.

De exemplu (inducțiile sau calculat cu relațiile (1.60)) :

— dacă $B'_{d\max} > 1,8$ T : pentru k_{d3} , din anexa 2 $\rightarrow H_{d\max}$;

— dacă $B'_{d\text{med}} > 1,8$ T : pentru k_{d2} , din anexa 2 $\rightarrow H_{d\text{med}}$;

— dacă $B'_{d\min} < 1,8$ T : pentru $k_d = 0$, din anexa 2 $\rightarrow H_{d\min}$.

Cu relația (1.61) se calculează H_{d1} , care se introduce apoi în relația (1.59).

OBSERVAȚII. 1. Chiar dacă forma creștăturii este semi-închisă sau semideschisă, se utilizează totuși relația : $b_{d\min} = t_1 - b_c$ deși s-ar părea că trebuie folosită relația $b_{d\min} = t_1 - a_s$.

2. Dacă inducția aparentă $B'_{d\max} < 2$ T se poate lua, în locul valorii medii a intensității cîmpului magnetic, dată de relația (1.61) a lui Simpson, cu valoarea lui H_d , corespunzătoare, inducției în secțiunea dintelui la $1/3$ din „ h_c ”, considerată de la baza sa — pentru care inducția este maximă — $x = \frac{h_c}{3}$, fig. 1.29).

Adică :

$$B'_{d1/3} = \frac{t_1 l_t B_s}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1/3}}, \text{ cu } b_{d1/3} = \frac{\pi \left(D + \frac{2}{3} h_c \right)}{Z_1} - b_{c1};$$

Din curba de magnetizare (anexa 2) pentru $B'_{d1/3}$ și $k_{d1/3}$ corespunde $H_{d1/3}$ cu care se calculează apoi t.m. (relația (1.59)).

C. T.m. a dinților rotorului, pentru o pereche de poli :

$$U_{m2} = 2h_{d2}H_{d2} \quad [\text{A}] \quad (1.63)$$

în care :

h_{d2} este înălțimea de calcul a dintelui rotorului, în cm ;

H_{d2} — intensitatea cîmpului magnetic în dinții rotorului, în A/cm.

Cînd creștătura rotorului este cu pereți paraleli sau pentru dinte constant (trapezoidală ori ovală), atunci calculul tensiunii magnetice a rotorului (și a lui H_{d2}) se face similar ca la dinții statorului avînd $h_{d2} = h_{c2}$.

Cînd creștătura rotorului este rotundă ca în cazul coliviilor în scurtcircuit (fig. 1.24 a), atunci valorile mărimilor din relația (1.63) se determină astfel:

$$h_{d2} = 0,9 d; \quad (1.63 a)$$

H_{d2} se ia din curba de magnetizare a tablei folosite la rotor, pentru inducția în dinte calculată cu relația (1.54) în care în locul lui b_{d2m1n} se ia

$$b_{d2} = \frac{\pi \left(D_r - 2h_0 - \frac{2}{3}d \right)}{Z_2} - 0,94d. \quad (1.63 b)$$

Cînd creștătura rotorului este pentru dublă colivie (fig. 1.26), atunci

$$U_{md2} = U_{md1} + U_{mdp} \quad [A] \quad (1.63 c)$$

în care:

U_{md1} este t.m. a dinților pe o pereche de poli, în dreptul coliviei de lucru, în A;

U_{mdp} — t.m. a dinților, pe o pereche de poli, în dreptul coliviei de pornire, în A.

Cum se observă, tensiunea magnetică a dinților din dreptul istmului intermediar (h_2/b_2) și a istmului superior (h_0/b_0) se neglijează.

Atît U_{md1} cît și U_{mdp} se calculează independent cu relația (1.63), încadrîndu-se într-unul din cazurile coliviilor simple.

De exemplu:

a) pentru creștătura din figura 1.26 a, fiecare t.m. se calculează cu relația (1.63) ca pentru creștăturile simple rotunde, în care h_{d2} se determină cu relația (1.63 a) pentru fiecare colivie separat, iar pentru determinarea lui H_{d2} se are în vedere relația (1.63 b) corespunzătoare fiecărei colivii adică pentru colivia de pornire, relația (1.63 b) rămîne sub aceeași formă însă se ia d_p , iar pentru colivia de lucru

$$b_{d2} = \frac{\pi \left(D_r - 2h_0 - 2d_p - 2h_2 - \frac{2}{3}d_1 \right)}{Z_2} - 0,94 d_1;$$

b) pentru creștătura din figura 1.26 b, t.m. a coliviei de lucru (U_{md1}) se calculează ca pentru creștăturile cu pereții paraleli, iar t.m. a coliviei de pornire (U_{mdp}) ca pentru creștăturile rotunde.

Verificarea coeficientului parțial de saturație magnetică.

Cu relația (1.16) se determină

$$k_{sd} = \frac{U_{m\delta} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m\delta}}. \quad (1.63 d)$$

Valoarea obținută trebuie să fie apropiată de cea estimată inițial (v. relația (1.16 a)) în funcție de care s-a determinat α_i și k_B (v. punctul 1.1.4 B). Dacă diferența este prea mare (caz în care și noile valori ale lui α_i și k_B , diferă prea mult de cele alese inițial), fie se schimbă geometria creștăturilor pentru încadrarea lui k_{sd} în limitele alese, fie se rețin noile valori ale lui k_B și α_i cu care se recalculează fluxul Φ și inducțiile (în special B_δ).

D. *T.m.a jugului statoric*, pentru o pereche de poli:

$$U_{mj1} = \zeta_1 L_{j1} H_{j1} \quad [A] \quad (1.64)$$

în care:

$L_{j1} = \frac{\pi(D_e - h_{j1})}{2p}$ [cm], este lungimea medie a liniei de cîmp în

jugul statorului (v. fig. 1.28, arcul EF);
 H_{j1} — intensitatea cîmpului magnetic în jugul statorului, în A/cm, determinată din anexa 2 pentru valoarea inducției în jug, dată de relația (1.42).

Prin coeficientul ζ_1 , se ține seama că inducția în jug, în lungul liniei L_{j1} nu este constantă; ea are o valoare maximă (calculată cu relația (1.42)) la mijlocul distanței dintre poli (fig. 1.28 — secțiunea X—X) și se micșorează către ambele axe ale polilor.

În figura 1.28, pe secțiunea cuprinsă între axa X—X și axa polului N este prezentat cu linii subțiri, spectrul aproximativ al liniilor de cîmp magnetic pe o jumătate din conturul Γ . Se observă că densitatea maximă a liniilor de cîmp în ambele juguri (stator și rotor) este maximă în axa dintre poli (X—X) și minimă în axele polilor. De asemenea, este ușor de observat că repartiția liniilor de cîmp pe deschiderea pasului polar τ (deci a conturului Γ) este în funcție de gradul de saturație al jugului, adică de valoarea inducției magnetice în jug.

În figura 1.30 sînt indicate valorile lui $\zeta_{1,2}$ în funcție de inducția maximă în jugul statorului (1) sau rotorului (2), calculate cu relația (1.42) respectiv relația (1.55 c).

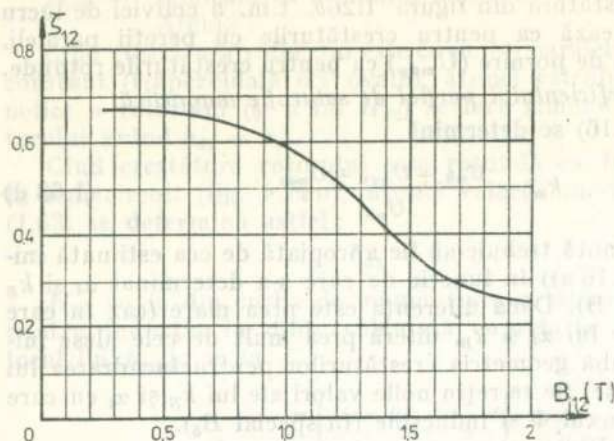


Fig. 1.30. Coeficientul ζ , în funcție de inducția maximă în jug.

E. T.m.a jugului rotorului, pentru o pereche de poli :

$$U_{mj2} = \zeta_2 L_{j2} H_{j2} \quad [\text{A}] \quad (1.65)$$

în care :

$$L_{j2} = \frac{\pi(D_{ir} + h_{j2})}{2p} \quad [\text{cm}], \text{ este lungimea medie a liniei de cîmp}$$

în jugul rotorului (v. fig. 1.28, arcul GH) ;
 H_{j2} — intensitatea cîmpului magnetic în jugul rotorului, în A/cm, determinată din anexa 2 pentru valoarea inducției în jug dată de relația (1.55 c).

Coeficientul ζ_2 se determină similar ca la jugul statorului, din figura 1.30, însă în funcție de valoarea lui B_{j2} .

F. T.m.m. a circuitului magnetic, pe o pereche de poli :

$$U_{meire} = U_{m\delta} + U_{m\delta 1} + U_{m\delta 2} + U_{mj1} + U_{mj2}, \quad (1.66)$$

pentru care rezultă coeficientul total de saturație magnetică

$$k_s = \frac{U_{meire}}{U_{m\delta}}. \quad (1.66 a)$$

1.7.3. CURENTUL DE MAGNETIZARE

Valoarea eficace a componentei reactive I_μ a curentului de funcționare în gol a motorului asincron, denumită *curentul de magnetizare*, se determină pe baza legii circuitului magnetic aplicată con-

turului Γ (fig. 1.28), avîndu-se în vedere numai armonica fundamentală a solenației de magnetizare [5], [4], [2], conform căreia

$$U_{meire} = \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \sqrt{2} I_\mu \frac{w_1 k_{w1}}{p}.$$

Din această egalitate rezultă curentul de magnetizare pe fază :

$$I_\mu = \frac{p U_{meire}}{0,9 m w_1 k_{w1}} \quad [\text{A}] \quad (1.67)$$

sau în procente :

$$I_\mu \% = \frac{I_\mu}{I_{1N}} 100 \quad [\%]. \quad (1.67 a)$$

În general, pentru mașinile normale

$$I_\mu \% = 25 \div 50 \%, \quad (1.67 b)$$

valorile mai mici, corespund mașinilor cu număr de poli mic (viteză de rotație mare), iar valorile mari celor cu număr de poli mare (viteză de rotație mică).

1.8. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR MAȘINII ASINCRONE

Pentru calculul caracteristicilor de funcționare ale mașinii asincrone, trebuie cunoscuți parametrii pe fază ai înfășurărilor mașinii : rezistențele înfășurărilor, reactanțele de scăpări și reactanța utilă a înfășurării statorului, atât în valori absolute cît și relative.

Deoarece interesează cel mai mult, se vor avea în vedere, în primul rînd, parametrii pentru regimul nominal de funcționare.

1.8.1. TIPURI DE BOBINE ȘI DIMENSIUNILE LOR

Așa cum s-a arătat (v. paragrafele 1.5 și 1.6), înfășurările statorului și rotorului pot fi de diferite tipuri în funcție de puterea, tipul constructiv și destinația mașinii. De regulă, tipul înfășurării depinde, pentru o anumită mașină, de forma și dimensiunile conductorului și bobinei, care, la rîndul lor dictează valorile parametrilor și deci performanțele mașinii.

Așadar pentru calculul parametrilor trebuie neapărat cunoscute toate elementele înfășurărilor : tipul, caracteristicile, dimensiunile conductorului, forma și dimensiunile creștăturii, în funcție de care rezultă forma constructivă și dimensiunile bobinei.

Lungimea medie a unei jumătăți de spirală a înfășurării este dată de relația

$$l_{w \text{ med } 1,2} = l_g + l_{f1,2} \quad [\text{cm}] \quad (1.68)$$

în care :

- l_g este lungimea geometrică a miezului magnetic, în cm ;
- $l_{f1,2}$ — lungimea medie a părții frontale a bobinei (a capetelor) statorului (1), respectiv rotorului (2), în cm.

În continuare, se vor expune principalele tipuri de înfășurări, mai uzuale, cu forma constructivă a bobinelor folosite și modul de determinare al lungimii frontale, fără să se mai facă referirile la indicii statorului sau rotorului, înfășurarea fiecăruia corespunzând unuia din tipurile prezentate.

A. Înfășurările într-un strat pot fi :

1) *Înfășurări cu bobine concentrice (neegale)*, care după forma și dispunerea capetelor frontale sînt de trei feluri :

— cu capetele așezate în două etaje, fiecare etaj fiind constituit din cîte o grupă de „q” bobine.

În figura 1.31 se dă, ca exemplu, schema desfășurată a unei astfel de înfășurări într-un strat, cu capetele frontale așezate în două etaje, constituit fiecare din $q = 2$ bobine, iar figura 1.32 reprezintă vederea părții frontale a aceleiași înfășurări.

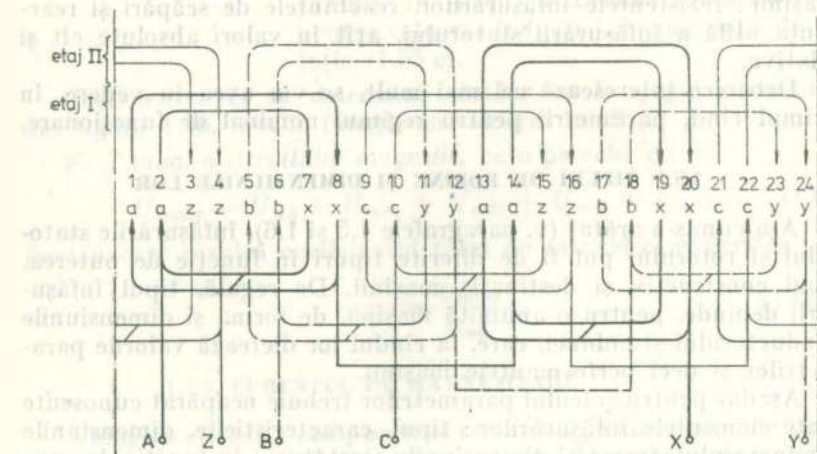


Fig. 1.31. Schema unei înfășurări într-un strat, cu capetele frontale în două etaje și $q = 2$.

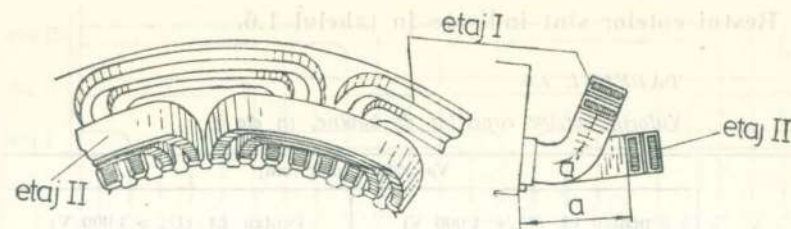


Fig. 1.32. Vederea părții frontale a înfășurării cu schema din fig. 1.31.

Determinarea lungimii frontale se poate face grafic prin construcția la scară a capătului de bobină ca în figura 1.33, în care s-au folosit notațiile :

$$t_{\text{med}} = \frac{\pi(D \pm h_c)}{Z}, \text{ este pasul dentar mediu [se ia (+) pentru stator și (-) pentru rotor] ;}$$

$h = h_c - (\text{pana} + \text{istmul})$, este înălțimea bobinei ;

b_c — lățimea medie a creștăturii (pentru creștături ovale sau trapezoidale).

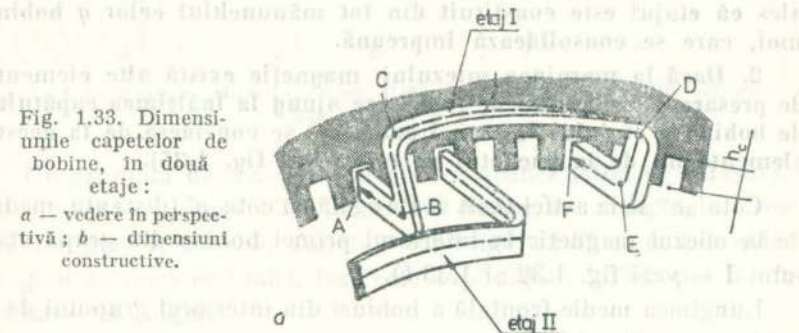
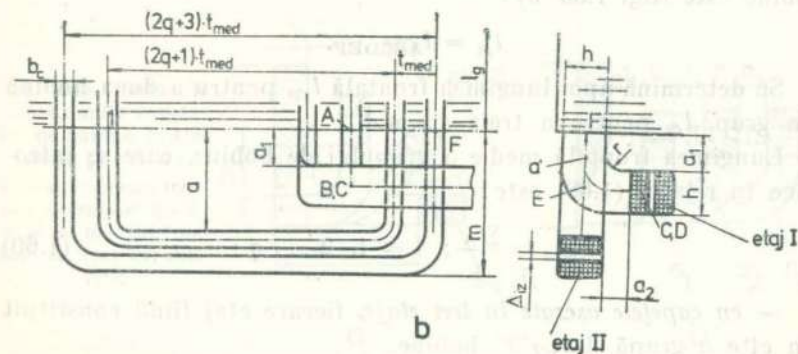


Fig. 1.33. Dimensiunile capetelor de bobine, în două etaje :
a — vedere în perspectivă ; b — dimensiuni constructive.



Restul cotelor sînt indicate în tabelul 1.6.

TABELUL 1.6

Valorile cotelor capetelor de bobine, în etaje

	Valorile cotelor [cm]	
	pentru j.t. ($U_N < 1000$ V)	Pentru l.t. ($U_N > 1000$ V)
r	$1 \div 1,5$	$3 \div 4$
a_1	$2,5 \div 3,5$	$5 \div 6$
a_2	$0,5 \div 1$	$1,5 \div 2,5$
Δ_{12}	$0,5 \div 0,7$	$0,5 \div 1$

OBSERVAȚII. 1. Pentru joasă tensiune se folosește de regulă conductor rotund, rezultînd așa-zisele „bobine moi”. În acest caz valorile cotelor indicate în tabelă pot suferi modificări, mai ales că etajul este constituit din tot mănunchiul celor q bobine moi, care se consolidează împreună.

2. Dacă la marginea miezului magnetic există alte elemente de presare a pachetului de tole, care ajung la înălțimea capătului de bobină a etajului I, atunci cota „ a_1 ” se consideră de la aceste elemente nu de la pachetul de tole (vezi fig. 1.35).

Cota „ a ” se ia astfel încît să fie egală cu cota „ a' ” (distanța medie de la miezul magnetic la interiorul primei bobine din grupa etajului I — vezi fig. 1.32 și 1.33 b).

Lungimea medie frontală a bobinei din interiorul grupului de q bobine este (fig. 1.33 a) :

$$l_{f1} = l_{ABCDEF}.$$

Se determină apoi lungimea frontală l_{f2} , pentru a doua bobină din grup, l_{f3} pentru a treia ș.a.m.d.

Lungimea frontală medie a grupului de bobine, care se introduce în relația (1.68) este :

$$l_{fmed} = \frac{\sum l_{fi}}{q}; \quad i = 1, 2, \dots, q; \quad (1.69)$$

— cu capetele așezate în trei etaje, fiecare etaj fiind constituit din cîte o grupă de „ $q/2$ ” bobine.

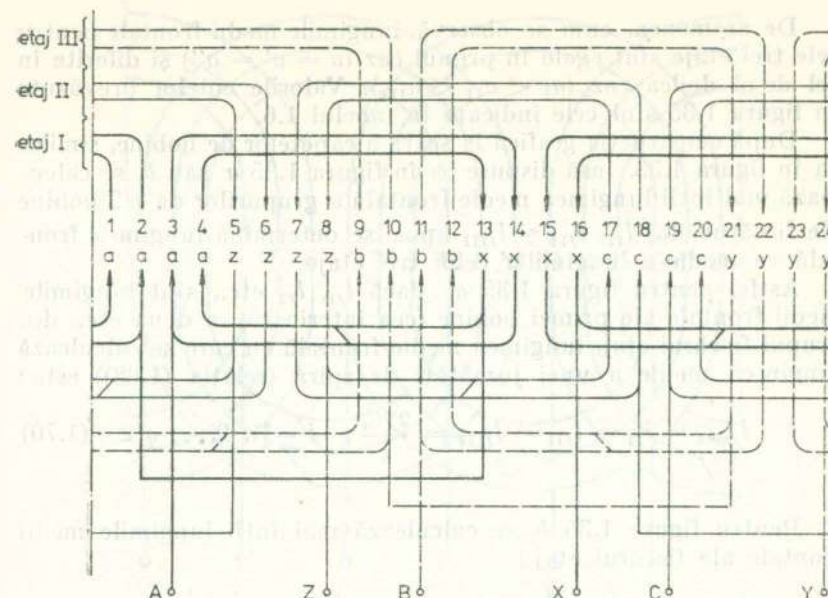


Fig. 1.34. Schema înfășurării într-un strat, cu capetele frontale dispuse în trei etaje și $q = 4$.

Un exemplu de schemă desfășurată a unei astfel de înfășurări este indicat în figura 1.34, iar modul de așezare a capetelor frontale în figura 1.35 a și b. Capetele după figura 1.35 a, dau de obicei lungimi de spiră mai mici, însă cele după figura 1.35 b pot fi consolidate mai sigur.

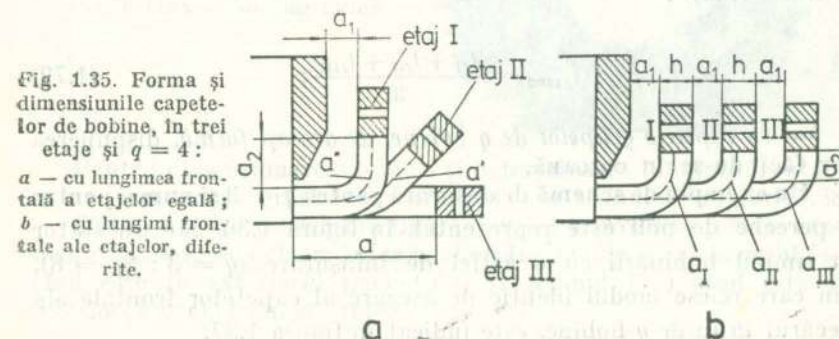


Fig. 1.35. Forma și dimensiunile capetelor de bobine, în trei etaje și $q = 4$:
a — cu lungimea frontală a etajelor egală ;
b — cu lungimi frontale ale etajelor, diferite.

a

b

De asemenea, cum se observă, lungimile medii frontale pentru cele trei etaje sînt egale în primul caz ($a = a' = a''$) și diferite în cel de-al doilea caz ($a_I < a_{II} < a_{III}$). Valorile cotelor prevăzute în figura 1.35 sînt cele indicate în tabelul 1.6.

După construcția grafică la scară a capetelor de bobine, similar ca în figura 1.33, însă dispuse ca în figura 1.35 *a* sau *b*, se calculează mai întîi lungimea medie frontală a grupurilor de $q/2$ bobine ale fiecărui etaj l_{FI} , l_{FII} și l_{FIII} apoi, se determină lungimea frontală ca medie a lungimilor celor trei etaje.

Astfel pentru figura 1.35 *a*, dacă l_{F1} , l_{F2} etc., sînt lungimile medii frontale ale primei bobine (cea interioară), a doua etc., din grupul fiecărui etaj, lungimea medie frontală cu care se calculează lungimea medie a unei jumătăți de spiră (relația (1.68)) este:

$$l_{fmed} = l_{FI} = l_{FII} = l_{FIII} = \frac{2\sum l_{Fi}}{q}; \quad i = \overline{1, 2, \dots, q/2}. \quad (1.70)$$

Pentru figura 1.35 *b* se calculează mai întîi lungimile medii frontale ale fiecărui etaj:

$$l_{FI} = \frac{2\sum l_{Fi}}{q}; \quad i = 1, 2, \dots, q/2 - \text{pentru etajul I};$$

$$l_{FII} = \frac{2\sum l_{Fi}}{q}; \quad i = 1, 2, \dots, q/2 - \text{pentru etajul II}; \quad (1.71)$$

$$l_{FIII} = \frac{2\sum l_{Fi}}{q}; \quad i = 1, 2, \dots, q/2 - \text{pentru etajul III},$$

apoi se determină lungimea medie frontală (care se introduce în relația (1.68)):

$$l_{fmed} = \frac{l_{FI} + l_{FII} + l_{FIII}}{3}; \quad (1.72)$$

— cu capetele grupelor de q bobine, de aceeași formă, dispunerea lor făcîndu-se în coroană.

Un exemplu de schemă desfășurată pentru $q = 3$ și numai pentru o pereche de poli este reprezentat în figura 1.36, iar un stator în timpul bobinării cu o astfel de înfășurare ($q = 3$; $2p = 8$), din care reiese modul identic de așezare al capetelor frontale ale fiecărui grup de q bobine, este indicat în figura 1.37.

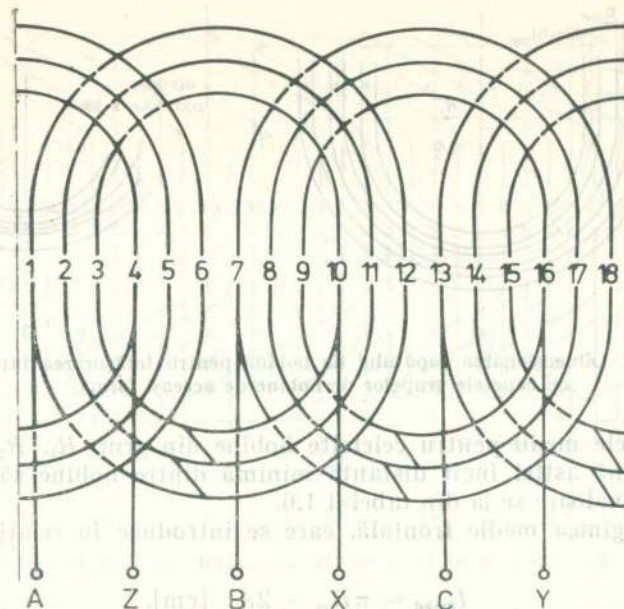


Fig. 1.36. Schema unei înfășurări cu capete frontale ale grupelor de bobine de aceeași formă și $q = 3$ (pentru o pereche de poli).

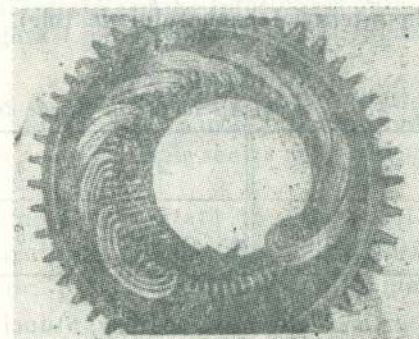


Fig. 1.37. Bobinarea unui stator ($2p = 8$; $q = 3$) cu înfășurare într-un strat avînd capetele grupelor de bobine de aceeași formă.

Pentru dimensionarea bobinei și determinarea lungimii frontale, se face construcția grafică, la scară, așa cum se indică în figura 1.38.

După cum se observă din figură, cota A reprezintă poziția razei medii R_m , față de extremitatea pachetului de tole și are semnul (+) cînd este în exteriorul pachetului și semnul (-) cînd este în interiorul pachetului de tole.

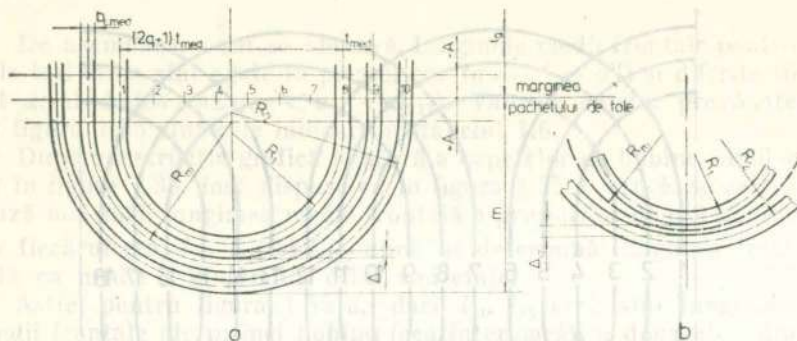


Fig. 1.38. Dimensionarea capătului de bobină pentru înfășurarea într-un strat, cu capetele grupelor de bobine de aceeași formă.

Razele medii pentru celelalte bobine din grup R_1, R_2 etc., se determină astfel încît distanța minimă dintre bobine să fie Δ_{iz} , a cărei valoare se ia din tabelul 1.6.

Lungimea medie frontală, care se introduce în relația (1.68) rezultă

$$l_{fmed} = \pi R_m \pm 2A \quad [\text{cm}]. \quad (1.73)$$

Valorile lui A , în funcție de numărul de poli ai mașinii rezultate pe baza experienței de fabricație sînt indicate în tabelul 1.7 (se menține semnul (+) pentru A în afara pachetului și semnul (−) în interiorul pachetului de tole).

TABELUL 1.7

Valorile lui A , în funcție de $2p$

$2p$	2	4	6	≥ 8
$\pm A \quad [\text{cm}]$	+7	−5	0	+5

Dacă q este număr par, atunci R_m se consideră tot raza medie a grupului de bobine, chiar dacă rezultă prin mijlocul grupului așa cum se indică în figura 1.38 *b* (prin spațiul dintre bobine).

OBSERVAȚIE. Pentru valori mari ale lui q ($q > 5$) și mai ales la mașinile cu $2p$ mic, capetele frontale rezultă destul de mari. De aceea, în asemenea cazuri, este recomandată o dispunere a acestora în două sau trei etaje.

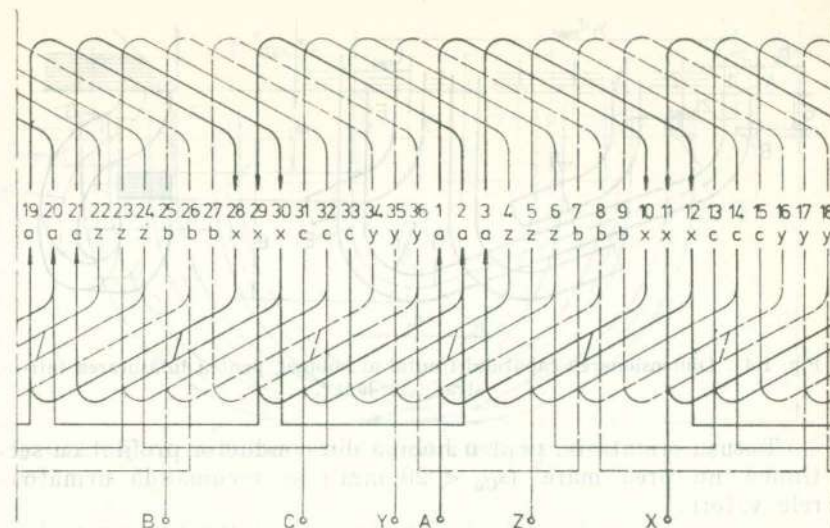


Fig. 1.39. Schema unei înfășurări într-un strat în lanț ($2p = 4$; $q = 3$).

2) *Înfășurări cu bobine egale sau înfășurări în lanț*, care au avantajul că permit o așezare mai simplă a părților frontale și pot avea pasul principal y_1 diametral sau scurtat.

Un exemplu de schemă desfășurată pentru înfășurarea într-un strat în lanț, este indicat în figura 1.39, iar vederea părții frontale a acestuia în figura 1.40.

După cum se observă, pasul y_1 al înfășurării în lanț trebuie să fie totdeauna un număr impar fiindcă dacă laturile lungi ale bobinelor ocupă creștăturile impare, atunci laturile scurte ocupă creștăturile pare sau invers.

Forma constructivă a bobinei este arătată în figura 1.41; elementele constructive prevăzute (r și Δ_{iz}) depind de forma și secțiunea conductorului, de pasul creștăturilor, tensiunea mașinii etc.



Fig. 1.40. Vederea părții frontale a unei înfășurări în lanț.

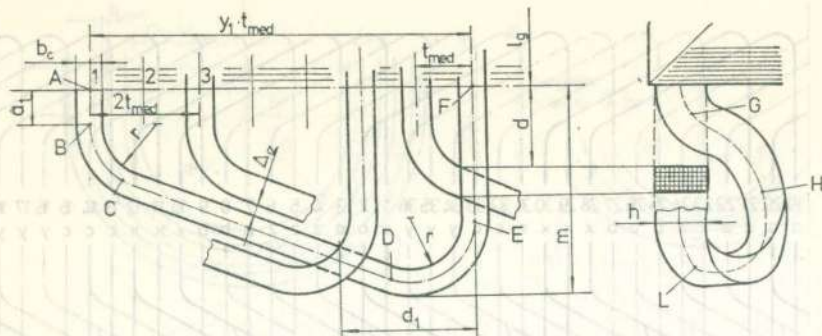


Fig. 1.41. Dimensionarea capătului frontal al bobinei, pentru înfășurarea într-un strat „în lanț”.

Totuși, orientativ, pentru bobina din conductor profilat cu secțiunea nu prea mare ($s_{Cu} < 20 \text{ mm}^2$) se recomandă următoarele valori:

$$r = 2,5 \div 4 \text{ cm};$$

$$\Delta t_z = 0,5 \div 1 \text{ cm}$$

(valorile mai mici pentru j.t., iar mai mari pentru i.t.).

Pentru bobinele din conductor rotund (sîrmă), aceste cote nu servesc decît la aprecierea lungimii frontale din construcția grafică, deoarece fiind o „bobină moale”, așezarea în coroană a capetelor se poate aranja în cursul bobinării.

Pentru determinarea lungimii capătului frontal se face construcția din figura 1.41 la scară și rezultă:

$$l_{fmed} = l_{ABCDE} + (2 \div 2,5)h \text{ [cm]} \quad (1.74)$$

în care:

$h = h_c - (\text{pana} + \text{istmul})$, este înălțimea bobinei.

Termenul al doilea din relația (1.74) compensează curbura GHL pe care trebuie s-o facă partea mai lungă a bobinei astfel încît să poată trece peste bobina vecină aflată la distanța „ d ” determinată grafic. Cum se observă această curbură, trebuie să se termine pe deschiderea $d_1 \approx (2,5 \div 3)t_{med}$.

B. Înfășurările în două straturi pot fi:

1) Înfășurări cu bobine din conductor rotund (sîrmă) sau „bobine moi” care se folosesc numai la mașinile de joasă tensiune și care la rîndul lor, după forma capetelor sînt de trei feluri:

— cu capetele de bobină rotunde (circulare), avînd forma indicată în figura 1.42.

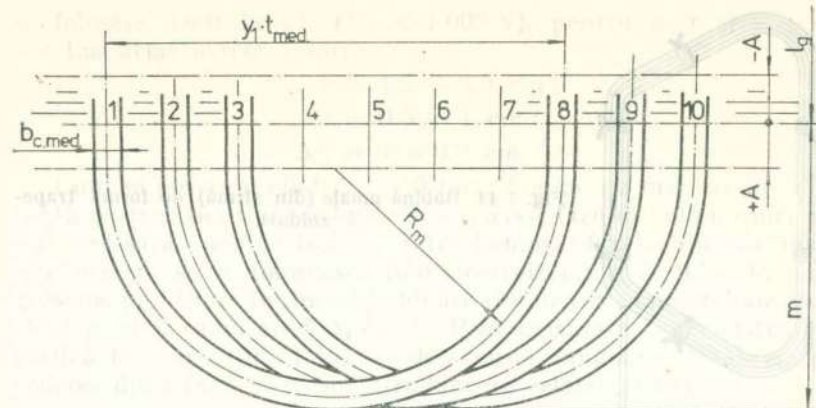


Fig. 1.42. Capetele de bobine rotunde, pentru înfășurarea din sîrmă în două straturi și $q = 3$.

Lungimea frontală a capătului de bobină se determină cu relația (1.73), semnificația și valorile lui A , fiind aceleași;

— cu bobine dreptunghiulare, utilizate în special la mașinile de putere mică sau cu q mic, pentru economisirea spațiului în părțile frontale, consolidarea capetelor frontale făcîndu-se prin legarea împreună într-un singur mînunchi a celor q bobine. În figura 1.43 este reprezentat statorul unei mașini mici cu o astfel de înfășurare. Lîngă stator se văd cele $q = 2$ bobine care se consolidează împreună pentru a forma o grupă de bobine.

Dimensionarea acestor bobine se face din condiția ca grosimea părții frontale rezultată prin suprapunerea celor trei mînunchiuri de cîte q bobine, să nu depășească diametrul exterior al miezului magnetic sau altă valoare necesară montării mașinii (de exemplu

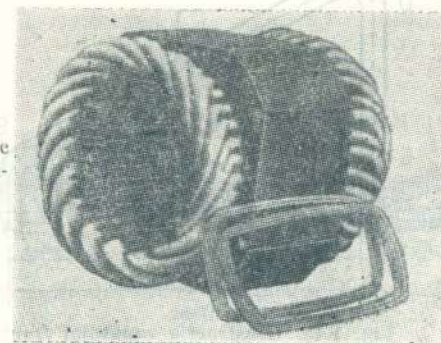


Fig. 1.43. Statorul unei mașini de putere mică cu bobine dreptunghiulare din sîrmă.

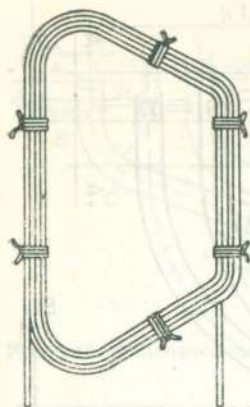


Fig. 1.44. Bobină moale (din sîrmă) de formă trapezoidală.

diametrul interior al scutului). Iată de ce astfel de bobine se folosesc de regulă pentru $q \leq 3$.

Tot pentru economisirea spațiului frontal și în cazul în care $q > 3$, dar numai număr par ($q = 4; 6$ sau 8) mai ales la mașinile de turatie mare ($p = 1$ sau 2) se pot folosi bobine dreptunghiulare, însă $q/2$ vor parcurge înfășurarea spre dreapta iar $q/2$ spre stînga (la pasul respectiv). În felul acesta grosimea mănunchiului în partea frontală va fi dat de $q/2$ bobine, nu de q bobine cum s-ar fi întimplat dacă toate ar fi parcurs înfășurarea în același sens;

— cu bobine trapezoidale, de forma indicată în figura 1.44, însă depănate q bobine pe același șablon (cu q canale), pentru reducerea numărului de lipituri la conexiuni.

Lungimea capătului frontal rezultă prin construcția la scară, reprezentată în figura 1.45. Avînd în vedere că astfel de bobine nu

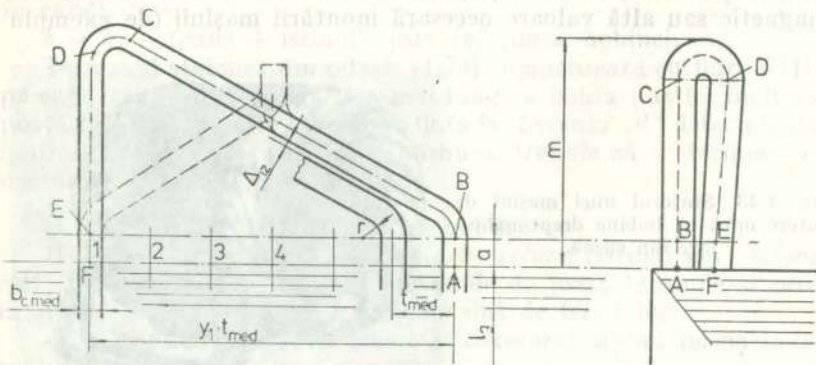


Fig. 1.45. Construcția capătului frontal al bobinelor trapezoidale.

se folosesc decît la j.t. ($U_N < 1000$ V), pentru a , r și Δ_{iz} , se pot lua următoarele valori:

$$a = 1,5 \div 2,5 \text{ cm};$$

$$r = 0,5 \div 1 \text{ cm};$$

$$\Delta_{iz} = 0 \div 0,2 \text{ cm}.$$

Cum se observă, cînd $\Delta_{iz} = 0$ între bobine nu mai rămîne distanță de izolație. Pentru bobinele aceleiași faze (q bobine) nici nu este necesară; pentru izolarea între bobinele fazelor diferite însă, este necesar să se folosească folii electroizolante de $0,2-0,3$ mm grosime, prevăzute în timpul bobinării (foliile între faze trebuie puse chiar pentru cazul cînd $\Delta_{iz} \neq 0$). Prin măsurare, pe construcția grafică la scară (fig. 1.45), se determină lungimea frontală, pe vederea din stînga, care se introduce în relația (1.68):

$$l_f = l_{ABCDEF} + h_c/2 \text{ [cm]}.$$

OBSERVAȚIE. Este evident că atît lungimea frontală cît și cea axială sînt mai mari la bobinele trapezoidale decît la cele simetrice, cu ambele laturi înclinate (partea punctată din fig. 1.45). De aceea acest tip de bobine se folosește din ce în ce mai rar la înfășurările în două straturi.

2) *Înfășurări cu bobine din conductor profilat*, folosite atît la mașinile de joasă tensiune cît mai ales la cele de înaltă tensiune. Din punct de vedere constructiv, forma bobinelor poate fi ondulată (mai rar folosite la mașinile de c.a.) sau buclată (așezarea conductoarelor fiind ca în figura 1.17).

O bobină din conductor profilat a unei înfășurări în două straturi, pentru creștături deschise, este indicată în figura 1.46, iar vederea frontală a înfășurării în figura 1.47.

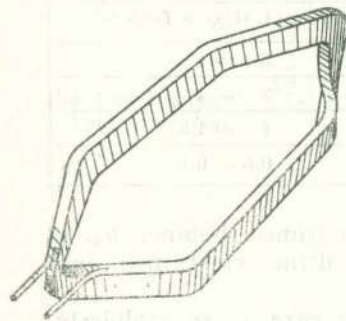


Fig. 1.46. Secție rigidă, pentru înfășurarea în două straturi, creștăturile fiind deschise.



Fig. 1.47. Dispunerea frontală a înfășurării din secții rigide.

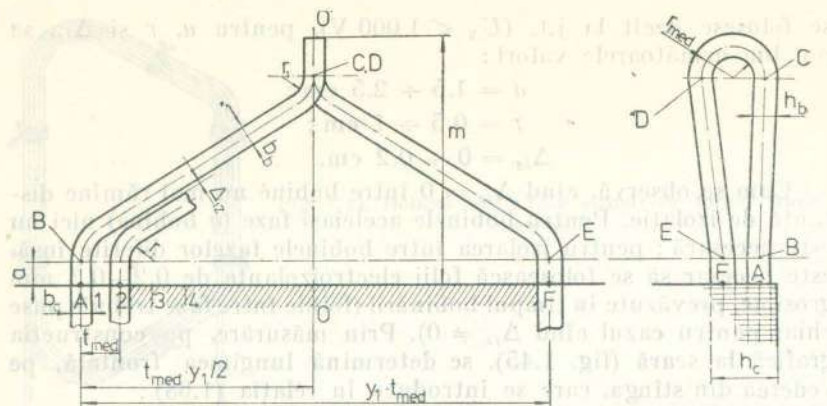


Fig. 1.48. Determinarea grafică a lungimii frontale a bobinelor în două straturi.

Deoarece aceste bobine (mai ales izolate) au o rigiditate destul de bună, se mai numesc și *sectii rigide*.

Pentru dimensionarea bobinei și determinarea lungimii frontale este necesară construcția grafică, la scară, așa cum se indică în figura 1.48.

În funcție de tensiunea mașinii, pentru elementele constructive folosite (fig. 1.48) se recomandă valorile din tabelul 1.8.

TABELUL 1.8

Valorile cotelor capătului de bobină pentru înfășurările în decăstraturi

	Valoarea cotelor [cm]	
	pentru j.t. ($U_N < 1\,000\text{ V}$)	pentru i.t. ($U_N > 1\,000\text{ V}$)
a	$1,5 \div 2,5$	$3,5 \div 5$
r	$0,5 \div 1$	$3 \div 4$
r_1	$0,5 \div 1$	$1 \div 1,5$
Δ_{iz}	$0,1 \div 0,15$	$0,5 \div 0,6$

Lăţimea bobinei se ia $b_b = b_c$, iar înălţimea bobinei h_b , se determină similar ca la dimensionarea înălţimii creştăturii, însă pentru o latură a bobinei.

Pentru bobinele din bare, $h_b = h_{Cuiz}$, iar raza r_1 se stabilește, din motive tehnologice, în funcție de raportul dimensiunilor conductorului (h_{Cu}/b_{Cu}).

Adesea în practică se consideră (numai pentru construcția grafică) $h_b \approx \frac{h_e}{2}$.

Din graficul construit la scară (fig. 1.48) se determină lungimea frontală

$$l_f = l_{ABCDEFGF} = 2(a + l_{BC}) + \pi r_{med} \text{ [cm]}, \quad (1.75)$$

in care:

l_{BC} — se măsoară pe desenul la scară, în cm (pe vederea din stînga figurii 1.48);

$$r_{med} = r_1 + \frac{h_b}{2} [\text{cm}].$$

3) *Înfășurări cu bobine din bare*, folosite la joasă tensiune, atît pentru stator cît mai ales pentru rotor, aşezarea în creştătură fiind ca în figura 1.19.

La rîndul lor bobinele din bare sînt de două feluri :

— din bare continui (fig. 1.49), folosite pentru creștături deschise (fig. 1.19 a) sau semideschise de forma indicată în figura 7.III b (anexa 7);

— din semibare, fasonate (formate) la ambele capete (fig. 1.50 a și b) folosite pentru aceleași tipuri de creștături ca și barele

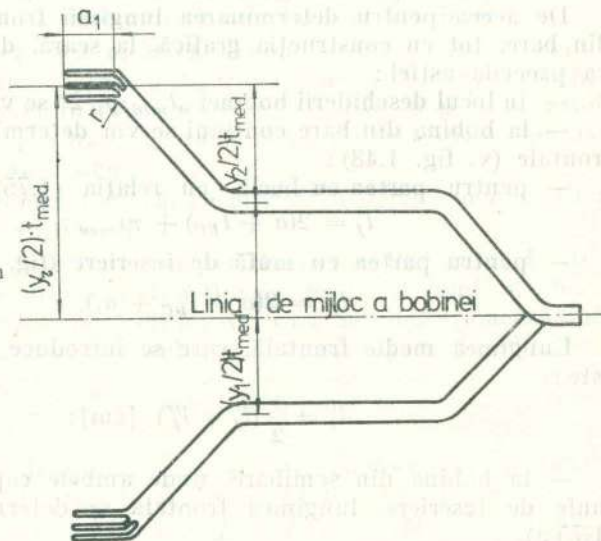


Fig. 1.49. Bobină din bară continuă.

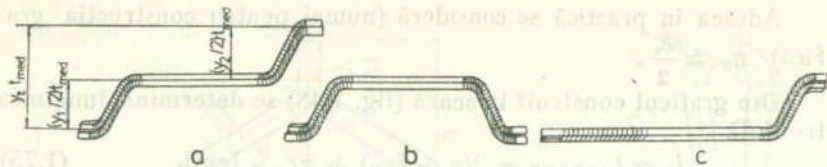


Fig. 1.50. Bobine din semibare:

a și b — formate la ambele capete; c — formate la un singur capăt

continui sau formate doar la un singur capăt (fig. 1.50 c), folosite pentru creștături semiînchise sau semideschise (fig. 1.19 b).

După cum se observă (fig. 1.49 și 1.50), cele două capete frontale ale bobinei din bare pot fi egale pentru înfășurări cu pasul diametral ($y_1 = y_2 = y_\pi$) sau neegale pentru cele cu pasul principal y_1 scurtat. Cum însă, după o pereche de poli, bobina trebuie să parcurgă un dublu pas diametral $2y_\pi = y_1 + y_2$, rezultă că la o scurtare a pasului principal y_1 cu un anumit număr de creștături (de obicei $y_\pi/6$), trebuie lungit pasul secundar y_2 cu același număr de creștături. Pe de altă parte, trebuie avut în vedere că în cazul semibarelor nu mai este necesară îndoirea capătului cu o rază r_1 (fig. 1.48) ci, după efectuarea îndreptării (cu raza r), se lasă o porțiune dreaptă a_1 (fig. 1.49) necesară lipiturii de înseriere cu ajutorul unei mufe.

De obicei: $a_1 = 2,5 \div 3,5$ cm.

De aceea pentru determinarea lungimii frontale a bobinelor din bare, tot cu construcția grafică, la scară, din figura 1.48 se va proceda astfel:

— în locul deschiderii bobinei „ $l_{med} \cdot y_1/2$ ” se va lua $l_{med} \cdot y_\pi/2$;
— la bobina din bare continui se vor determina două lungimi frontale (v. fig. 1.48):

— pentru partea cu buclă, cu relația (1.75):

$$l_f' = 2(a + l_{BC}) + \pi r_{med};$$

— pentru partea cu mufă de înseriere (fig. 1.49):

$$l_f'' = 2(a + l_{BC} + a_1). \quad (1.75 a)$$

Lungimea medie frontală, care se introduce în relația (1.68) este:

$$l_f = \frac{1}{2} (l_f' + l_f'') \text{ [cm]}; \quad (1.76)$$

— la bobina din semibare, unde ambele capete sînt pentru mufe de înseriere, lungimea frontală se determină cu relația (1.75 a).

OBSERVAȚIE. Din construcția grafică efectuată, în funcție de tipul bobinei, odată cu lungimea frontală, trebuie determinată și lungimea axială „m”, necesară la desenul de ansamblu general.

1.8.2. DETERMINAREA REZISTENȚELOR ÎNFĂȘURĂRILOR

Se vor avea în vedere, atât pentru rezistențe cit și pentru reactanțe, valorile pe fază ale acestora.

A. *Rezistența pe fază a înfășurării statorului*, se determină cu relația

$$R_1 = k_r \rho_\vartheta \frac{L_1}{s_{Cu1} a_1} [\Omega], \quad (1.77)$$

în care:

L_1 — lungimea totală a conductoarelor unei faze și unei căi de curent în paralel, în m:

$$L_1 = 2w_1 l_{wmed1} \text{ [m]} \quad (1.77 a)$$

unde:

w_1 , este numărul de spire pe o fază și o cale de curent a înfășurării statorului, dat de relația (1.33);

l_{wmed1} — lungimea medie a unei jumătăți de spirală a statorului, determinată cu relația (1.68), în m;

s_{Cu1} — secțiunea efectivă a conductorului real, rezultată din STAS-ul de conductoare, în mm^2 (pentru cazul în care se folosesc n_f fire în paralel, atunci $s_{Cu1} = n_f s_{cond}$, unde s_{cond} — secțiunea normalizată a unui fir);

a_1 — numărul de căi de curent în paralel pentru o fază a statorului;

ρ_ϑ — rezistivitatea materialului conductorului la temperatura de funcționare ϑ , în $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$. Pentru cupru electrolitic, din care se confecționează înfășurarea statorului și la temperatura de 20°C ,

$$\rho_{20} = \frac{1}{56} = 0,01784 \Omega \text{ [mm}^2/\text{m]}.$$

Temperatura de funcționare ϑ este, conform STAS 1893-78 funcție de clasa de izolație a înfășurării și anume:

— pentru clasa de izolație A, E și B: $\vartheta = 75^\circ\text{C}$; $\rho_{75} = 1,22\rho_{20}$;

— pentru clasa de izolație F și H : $\vartheta = 115^\circ\text{C}$; $\rho_{115} = 1,38\rho_{20}$;
 $k_r = \frac{R_{ca}}{R_{ce}}$ — coeficientul mediu de creștere a rezistenței în curent alternativ R_{ca} , față de cea în curent continuu R_{ce} , datorită fenomenului de refulare a curentului. Calculul exact al lui k_r este indicat în vol. I cap. 6, punctul 6.6.2. Pentru mașinile asincrone normale (cu dimensiunile conductoarelor în limite tehnologice) se poate considera, la frecvența industrială (50 Hz) de alimentare a înfășurării statorului, $k_r \approx 1$.

B. Rezistența pe fază a înfășurării rotorului, se determină în funcție de construcția rotorului, pentru cele două cazuri:

a) Pentru mașinile cu rotorul bobinat, se folosește aceeași relație (1.77) ca și la stator, avându-se însă în vedere ca termenii relației să se refere la înfășurarea rotorului. Și în acest caz $k_r = 1$.

b) Pentru mașinile cu rotorul în scurtcircuit, la determinarea rezistenței pe fază se au în vedere următoarele:

— numărul de faze ale rotorului: $m_2 = Z_2$; deci fiecare bară constituie o fază;

— curentul de fază I_2 este chiar curentul din bară I_b ;

— la rezistența barei R_b , trebuie adăugate pentru calculul rezistenței și rezistențele aferente ale inelelor de scurtcircuitare R_i . Asocierea acestora se face astfel încît puterea activă echivalentă pe fază $R_2 I_2^2$ să fie aceeași cu puterea activă reală din bară și porțiunile aferente ale inelelor, adică:

$$R_2 I_2^2 = R_b I_b^2 + 2 R_i I_i^2.$$

Dacă se ține cont de faptul că $I_2 = I_b$ și de relația (1.51), rezultă următoarea expresie pentru rezistența pe fază a rotorului în scurtcircuit:

$$R_2 = R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} [\Omega], \quad (1.78)$$

în care:

$$R_b = \rho_b \frac{L_b}{s_b} [\Omega];$$

$$R_i = \rho_i \frac{L_i}{s_i} [\Omega] \quad (1.78 a)$$

unde:

ρ_b, ρ_i — rezistivitățile materialelor barei, respectiv inelului, în $\Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ la temperatura $\vartheta = 75^\circ\text{C}$, dacă înfășurarea statorului este în clasă de izolație B și $\vartheta = 115^\circ\text{C}$, pentru clasă F .

Cînd materialul barelor este cupru, atunci valorile lui ρ sînt indicate mai sus la determinarea rezistenței statorului.

Dacă materialul barelor este aluminiu, atunci:

$$\rho_{20} \approx \frac{1}{32} = 0,031 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$$

iar la diferite temperaturi (în funcție de clasa de izolație a înfășurării statorului) rezultă:

— pentru clasa de izolație A, E și B : $\vartheta = 75^\circ\text{C}$; $\rho_{75} = 1,2\rho_{20}$;

— pentru clasa de izolație F și H : $\vartheta = 115^\circ\text{C}$; $\rho_{115} = 1,35\rho_{20}$;

s_b, s_i — secțiunile barei, respectiv inelului, în mm^2 ;

L_b, L_i — lungimile barei, respectiv porțiuni de inel, în m .

Lungimea barei (fig. 1.51), depinde de poziția inelului de scurtcircuitare față de miezul magnetic și anume:

$L_b = l_g$ — pentru inelul lipit (fig. 1.51 a);

$L_b = l_g + (6-10) \text{ cm}$ — pentru inelul depărtat (fig. 1.51 b).

Lungimea porțiunii din inelul de scurtcircuitare este dată de relația:

$$L_i = \frac{\pi D_i}{Z_2} [\text{m}] \quad (1.78 a)$$

în care (fig. 1.51):

D_i — diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare, în m .

După cum se observă în expresia rezistenței rotorului dată de relația (1.78), nu se ia în considerație și fenomenul de refulare. R_b și R_i determinîndu-se ca și pentru curentul continuu. Acest lucru este în conformitate cu funcționarea în regimul nominal al mașinii (la alunecări mici), deoarece frecvența curentului în rotor fiind mică ($f_2 = s_N f_1$), fenomenul de refulare este practic inexistent.

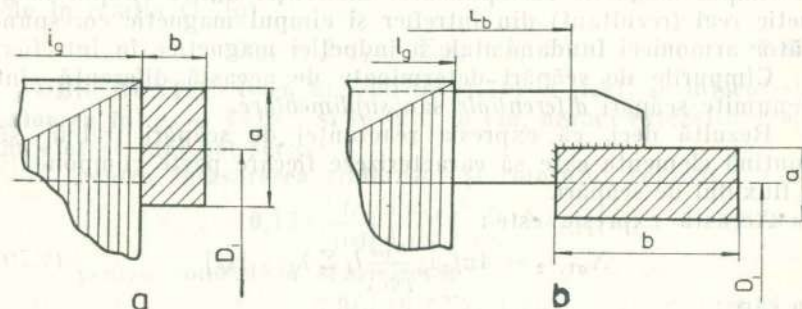


Fig. 1.51. Capătul frontal și inelul de scurtcircuitare al coliviilor rotoarelor în scurtcircuit:

a — cu inelul lipit de miez; b — cu inelul depărtat de miezul magnetic.

De aceea, cu relația (1.78) se calculează rezistența rotorului fără refulare, adică pentru regimul nominal de funcționare ($s_N \approx 1 \div 4\%$).

Modul în care se va avea în vedere fenomenul de refulare și calculul parametrilor în acest caz va fi arătat în cele ce urmează (paragraful 1.8.4).

1.8.3. DETERMINAREA REACTANTELOR ÎNFĂȘURĂRILOR

Cum se știe fluxul magnetic total care înlanțuie un circuit al mașinii, de exemplu circuitul statorului, ψ_{11} , se poate scrie ca fiind suma a două componente:

$$\psi_{11} = \psi_{u1} + \psi_{c1};$$

— o componentă ψ_{u1} , care înlanțuie și celelalte circuite ale mașinii (ale rotorului), denumit flux util;

— o componentă ψ_{c1} , care nu înlanțuie și alte circuite, ci, numai spirele proprii, denumit flux de scăpări.

Fiecărui flux îi corespunde o reactanță care intervine alături în ecuațiile de funcționare cit și în calculul caracteristicilor mașinii:

— reactanța utilă — sau de magnetizare X_m ;

— reactanța de scăpări X_{c1} .

În continuare se vor indica unele aspecte fizice și relațiile de calcul al acestor reactanțe.

Reactanța de scăpări

Liniile cîmpului magnetic de scăpări se închid în jurul conductoarelor fazei care-l produc (plasate în creștături), prin întrefier, între capetele dinților celor două armături și în jurul capetelor frontale ale bobinelor. Se include de asemenea în cîmpul de scăpări și cîmpul magnetic corespunzător diferenței dintre cîmpul magnetic real (rezultant) din întrefier și cîmpul magnetic corespunzător armonice fundamentale a inducției magnetice în întrefier.

Cîmpurile de scăpări determinate de această diferență sînt denumite scăpări diferențiale sau suplimentare.

Rezultă deci, că expresia reactanței de scăpări trebuie să conțină elemente care să caracterizeze fiecare parte componentă a fluxului de scăpări.

Această expresie este:

$$X_{c1,2} = 4\pi f_1 \mu_0 \frac{w_{1,2}^2}{pq_{1,2}} l_i \Sigma \lambda_{1,2} [\Omega] \quad (1.79)$$

în care:

f_1 este frecvența tensiunii de alimentare, în Hz;

$$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m};$$

$w_{1,2}$ este numărul de spire pe fază ale înfășurării statorului (1), respectiv rotorului (2);

p — numărul de perechi de poli;

$q_{1,2}$ — numărul de creștături pe pol și fază ale statorului (1), respectiv rotorului (2);

l_i — lungimea ideală, în m;

$$\Sigma \lambda_{1,2} = \lambda_{c1,2} + \lambda_{d1,2} + \lambda_{z1,2} + \lambda_{f1,2} \quad (1.80)$$

este permeanța specifică (pe unitatea de lungime) totală a statorului (1), respectiv rotorului (2), unde:

λ_c este permeanța specifică a scăpărilor în creștătură;

λ_d — permeanța specifică a scăpărilor diferențiale;

λ_z — permeanța specifică a scăpărilor prin capetele dinților;

λ_f — permeanța specifică a scăpărilor în părțile frontale.

ATENȚIE: În unele cazuri $\lambda_{z1,2}$ este inclus în $\lambda_{d1,2}$ (cazul mașinilor asincrone, care au întrefier mic) și de aceea $\lambda_{z1,2}$ nu se mai consideră ca termen distinct în relația (1.80). Pentru mașinile sincrone însă (care au întrefier mare) λ_{z1} din relația (1.80) se calculează separat de λ_{d1} . De aceea pentru considerarea corectă a termenilor din relația (1.80), se va vedea în mod obligatoriu punctul C al acestui paragraf și rezumatul de la sfîrșitul paragrafului.

Pentru rotorul în scurtcircuit, ținînd cont că:

$$w_2 = \frac{1}{2}; m_2 = Z_2$$

și din:

$$Z_2 = 2pm_2q_2; \Rightarrow \frac{1}{pq_2} = 2$$

reactanța de dispersie pe fază, se mai poate scrie (după înlocuirile în relația (1.79)):

$$X_{c2} = 2\pi f_1 \mu_0 l_i \Sigma \lambda_2 [\Omega]. \quad (1.81)$$

OBSERVAȚIE. Dacă în relațiile (1.79) și (1.81) se înlocuiește valoarea lui $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ și se ia l_i în cm, atunci expresiile reactanțelor se mai pot scrie:

— pentru înfășurarea statorului și rotorului bobinat:

$$[X_{c1,2} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100}\right) \left(\frac{w_{1,2}}{100}\right)^2 \frac{l_i}{pq_{1,2}} \Sigma \lambda_{1,2} [\Omega]; \quad (1.79 a)$$

— pentru rotorul în scurtcircuit:

$$X_{c2} = 7,9 f_1 l_i 10^{-8} \Sigma \lambda_2 [\Omega]. \quad (1.81 a)$$

A. Permeanța specifică a scăpărilor în creștătură, se determină în funcție de forma creștăturii și tipul înfășurării.

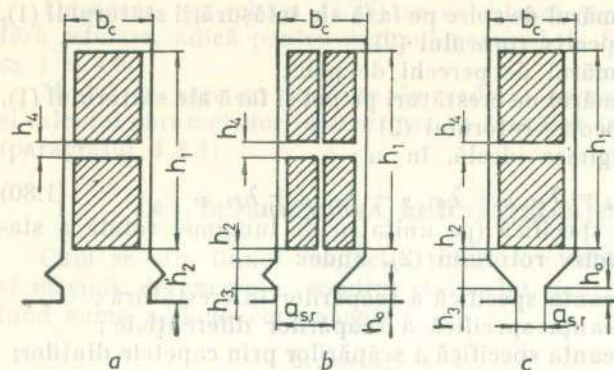


Fig. 1.52. Crestături cu pereții paraleli.

În cele ce urmează se vor avea în vedere permeanțele fără refulare, urmînd ca influența refulării să fie considerată într-un paragraf separat (v. paragraful 1.8.4).

— Pentru crestătura din figura 1.52 a :

$$\lambda_c = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_\beta + \frac{h_2}{b_c} k'_\beta + \frac{h_4}{4b_c} \quad (1.82)$$

— Pentru crestăturile din figura 1.52 b și c :

$$\lambda_c = \frac{h_1 - h_4}{3b_c} k_\beta + \left(\frac{h_2}{b_c} + \frac{3h_3}{b_c + 2a_{s,r}} + \frac{h_4}{a_{s,r}} \right) k'_\beta + \frac{h_4}{4b_c} \quad (1.83)$$

(indicele „s” se referă la stator, iar „r” la rotor).

Dimensiunile h_1 și h_4 trebuie considerate fără izolația bobinei (de la conductorul neizolat). De exemplu :

— dacă latura bobinei este dintr-o singură bară pe înălțime : $h_1 - h_4 = 2 h_{cond}$;

— dacă bobina este din conductor profilat cu cele n_c conductoare din crestătură pe un singur rînd (fig. 1.17 b și d) : $h_1 - h_4 = n_c h_{cuz}$ etc.

Coeficienții k_β și k'_β , depind de pasul relativ al înfășurării $\beta_v = \frac{y_1}{y_\pi}$ (v. și relația (1.15)) și se determină cu relațiile :

$$\begin{aligned} k'_\beta &= \frac{1 + 3\beta_v}{4}, \text{ pentru } \frac{2}{3} \leq \beta_v < 1; \\ k'_\beta &= \frac{6\beta_v - 1}{4}, \text{ pentru } \frac{1}{3} \leq \beta_v < \frac{2}{3}; \\ k'_\beta &= \frac{1 + 3(2 - \beta_v)}{4}, \text{ pentru } 1 < \beta_v \leq 2; \\ k_\beta &= \frac{1}{4} + \frac{3}{4} k'_\beta. \end{aligned} \quad (1.84)$$

Dacă înfășurarea este într-un singur strat, de regulă cu pas diametral ($\beta_v = 1$), atunci în relațiile (1.82) și (1.83) se consideră :

$$k'_\beta = 1; k_\beta = 1 \text{ și } h_4 = 0.$$

— Pentru crestăturile din figura 1.53 a, b și e :

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b} k_\beta + \left(0,785 - \frac{a_{s,r}}{2b} + \frac{h_2}{b} + \frac{h_4}{a_{s,r}} \right) k'_\beta \quad (1.85)$$

— Pentru crestăturile din figura 1.53 c, d și f :

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b} k_\beta + \left(\frac{h_2}{b} + \frac{3h_3}{b + 2a_{s,r}} + \frac{h_4}{a_{s,r}} \right) k'_\beta \quad (1.86)$$

Relațiile (1.85) și (1.86) se pot folosi atît pentru înfășurarea într-un strat cît și pentru cea în două straturi.

Coeficienții k_β și k'_β se determină tot cu relațiile (1.84).

Pentru crestăturile semirotunde (fig. 1.53 a, c, e și f), înălțimea h_1 ocupată de conductoare se determină de la 1/10 din diametrul b' al crestăturii, fără a considera și izolația crestăturii din acea zonă, așa cum se observă și din figură.

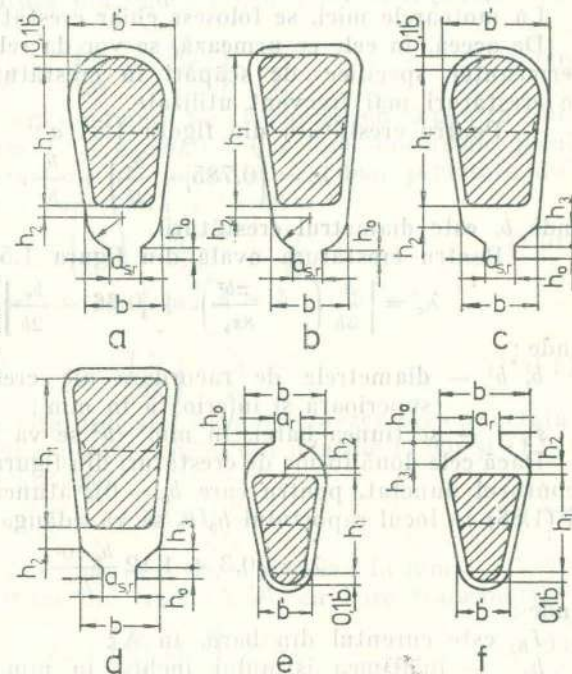


Fig. 1.53. Crestături ovale și trapezoidale, pentru dinți cu pereții paraleli și pentru înfășurări într-un strat sau în două straturi.

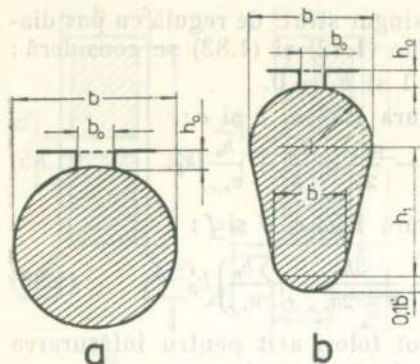


Fig. 1.54. Crestături pentru colivii normale (cea ovală poate fi și pentru bare înalte):

a — rotunde; b — ovale

Pentru înfășurările rotoarelor bobinate se folosesc aceleași relații de mai sus, în funcție de forma creștăturii și caracteristicile înfășurării (într-un strat sau două, cu pas diametral etc.).

Pentru rotoarele în scurtcircuit, formele utilizate ale creștăturilor sînt diferite de cele bobinate. De asemenea și umplerea creștăturii depinde de tipul coliviei (sudată sau turnată).

La motoarele mici, se folosesc chiar creștături închise.

De aceea, în cele ce urmează, se vor da relațiile de calcul ale permeanței specifice de scăpări în creștătură pentru formele de creștături mai frecvent utilizate.

— Pentru creștătura din figura 1.54 a:

$$\lambda_c = \left(0,785 - \frac{b_0}{2b}\right) + \frac{h_0}{b_0}, \quad (1.87)$$

unde b , este diametrul creștăturii.

— Pentru creștătura ovală din figura 1.54 b:

$$\lambda_c = \left[\frac{h_1}{3b} \left(1 - \frac{\pi b^2}{8s_b}\right)^2 + \left[0,66 - \frac{b_0}{2b}\right] + \frac{h_0}{b_0}\right], \quad (1.88)$$

unde:

b, b' — diametrele de racordare ale creștăturii în partea superioară și inferioară în mm;

s_b — secțiunea barei, în mm^2 (b^2 se va lua tot, în mm^2).

Dacă cele două forme de creștături din figura 1.54, sînt închise, (conturul punctat, pentru care $b_0 = 0$), atunci în relațiile (1.87) și (1.88) în locul raportului h_0/b_0 se va adăuga

$$\lambda_0 = 0,3 + 1,12 \frac{h_0 \cdot 10^3}{I_b}, \quad (1.89)$$

unde:

I_b este curentul din bară, în A;

h_0 — înălțimea istmului închis, în mm.

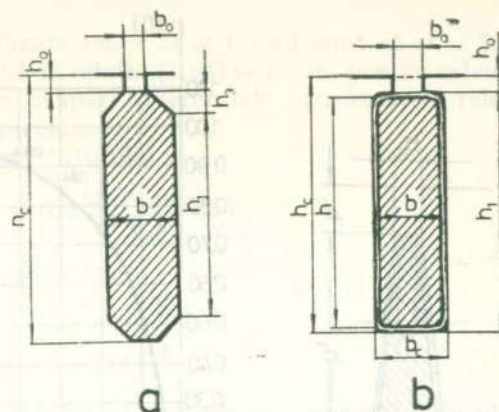


Fig. 1.55. Crestături pentru colivii cu bare înalte:

a — cu muchiile teșite; b — dreptunghiulare.

Relația empirică (1.89) este valabilă pentru cazul în care

$$I_b \geq 5b \text{ [A]},$$

unde „ b ” se ia în mm.

— Pentru creștătura din figura 1.55 a (cînd, de regulă, colivia se toarnă):

$$\lambda_c = \left(\frac{h_1}{3b} + \frac{3h_2}{b+2b_0}\right) + \frac{h_0}{b_0}. \quad (1.90)$$

— Pentru creștătura din figura 1.55 b, cunoscînd că pentru coliviile sudate diferența $h_1 - h \approx 0,3 \div 0,5$ mm, constituie jocul pe înălțime, se poate scrie (se consideră că doar jumătate din joc se află în partea superioară a barei):

$$\lambda_c = \left(\frac{h_1}{3b_c}\right) + \frac{h_1 - h}{2b_c} + \frac{h_0}{b_0}. \quad (1.91)$$

În cazul coliviilor turnate cînd $h = h_1$ și $b = b_c$ atunci:

$$\lambda_c = \left(\frac{h_1}{3b_c}\right) + \frac{h_0}{b_0}. \quad (1.91 a)$$

În cazul în care creștăturile sînt închise (reprezentarea punctată, cînd $b_0 = 0$), în locul raportului h_0/b_0 din relațiile (1.90) și (1.91) sau (1.91 a) trebuie adăugat

$$\lambda_0 = 1,12 \frac{h_0 \cdot 10^3}{I_b} \quad (1.92)$$

valabilă tot pentru $I_b \geq 5b$, în A (h_0 și b se iau în mm).

— Pentru creștătura din figura 1.56, cu bare trapezoidale:

$$\lambda_c = \left[\frac{h_1}{3b_c} y(\beta)\right] + \frac{h_0}{b_0}, \quad (1.93)$$

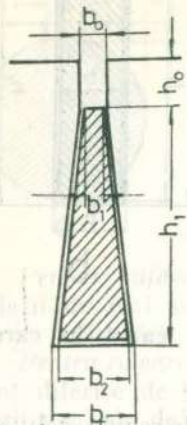


Fig. 1.56. Crestătură pentru colivie cu bare înalte trapezoidale.

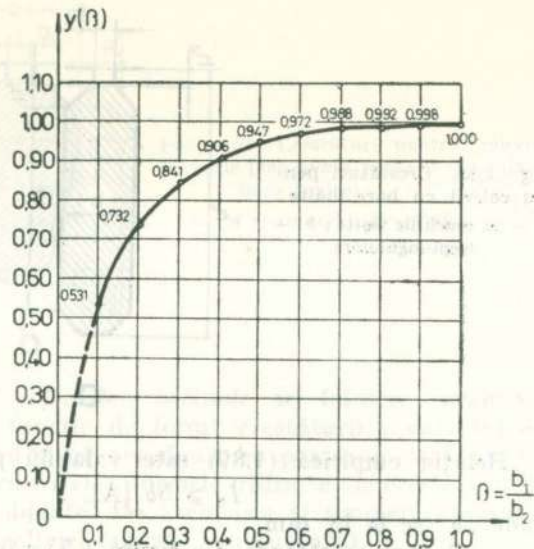


Fig. 1.57. Cu privire la determinarea lui λ_c , pentru colivia cu bare trapezoidale, fără influența refulării.

unde $y(\beta)$ este funcție de raportul laturilor barei $\beta = b_1/b_2$ și se ia din figura 1.57.

În mod normal, pentru astfel de colivii se recomandă următoarele valori: $b_1 = 2,5 \div 5$ mm și $\beta = 0,3 \div 0,6$.

Pentru crestăturile coliviilor duble, permeanțele specifice ale scăpărilor se vor determina odată cu calculul caracteristicilor acestor mașini (vezi paragraful 1.10.2).

B. *Permeanța specifică a scăpărilor diferențiale.* Cum s-a mai spus, prin scăpări diferențiale se înțelege diferența dintre cîmpul magnetic real (rezultant) din întrefier și cîmpul magnetic al undei sale fundamentale, deoarece la mașinile de curent alternativ cîmpul magnetic din întrefier nu este sinusoidal.

Permeanța specifică diferențială, pentru mașina m — fazată, în funcție de factorul de însumare al armonicilor superioare $\sum \left(\frac{k_{wv}}{v}\right)^2$ pentru $v = 5, 7, 11, 13, \dots$ (fără $v = 3$ și multiplul lui) este dată de relația:

$$\lambda_d = \frac{mq}{\pi^2} \frac{\tau}{k_c \delta} k_{w1}^2 \sum \left(\frac{k_{wv}}{v k_{w1}}\right)^2. \quad (1.94)$$

În cazul mașinii trifazate ($m = 3$) și ținînd cont că $\tau = 3q_1 t_1$ (sau $3q_2 t_2$), după înlocuiri în relația (1.94) se obțin, pentru calculul permeanței specifice de scăpări diferențiale, următoarele relații mai convenabile în proiectare:

— pentru înfășurarea satorului:

$$\lambda_{d1} = 0,9 \frac{t_1 (q_1 k_{w1})^2 \rho_{d1} k_{01}}{k_c \delta} \sigma_{d1}; \quad (1.95)$$

— pentru înfășurarea rotorului:

$$\lambda_{d2} = 0,9 \frac{t_2 (q_2 k_{w2})^2 \rho_{d2} k_{02}}{k_c \delta} \sigma_{d2}, \quad (1.96)$$

în care:

- t_1, t_2 — sînt pașii dentari ai satorului, respectiv rotorului, în cm;
- δ — lățimea întrefierului, în cm;
- k_c — coeficientul întrefierului (al lui Carter);
- q_1, q_2 — numărul de crestături pe pol și fază al satorului, respectiv rotorului bobinat. Pentru rotorul în scurtcircuit (în colivie) prin q_2 se înțelege valoarea:

$$q_2 = \frac{Z_2}{3 \cdot 2p}; \quad (1.96 a)$$

k_{w1}, k_{w2} — factorii de înfășurare ai satorului, respectiv rotorului. Pentru rotorul în scurtcircuit: $k_{w2} = 1$;

k_{01}, k_{02} — coeficienți care depind de deschiderea crestăturilor, de lățimea întrefierului și de pașii dentari. Pentru valorile cele mai utilizate ale rapoartelor: $\frac{a_{s,r}}{\delta} \leq 20$ și $\frac{a_{s,r}}{t_{1,2}} \leq 0,6$, determinarea acestor coeficienți pentru sator (1) și rotorul bobinat (2) se poate face cu relația:

$$k_{01,2} \approx 1 - 0,033 \frac{a_{s,r}^2}{\delta t_{1,2}} \quad (1.96 b)$$

unde $a_{s,r}$ este deschiderea crestăturii sator (s) sau rotor (r), așa cum este denumită în desenele de crestături (v. fig. 1.15 și fig. 1.16). Pentru rotorul în scurtcircuit, cu crestături semiînchise sau închise: $k_{02} \approx 1$, deoarece $b_0 \ll t_2$;

ρ_{d1}, ρ_{d2} — coeficienții de amortizare a cimpului armoni-
cilor superioare, datorită reacției curenților
din înfășurări (curenții induși în rotor de armo-
nicile statorului, reacționează asupra acestora
slăbindu-le și de asemenea curenții induși
în stator de armonicile rotorului conduc la
slăbirea armonicilor rotorului).

Pentru mașina cu rotorul bobinat și mașina sincronă $\rho_{d1} \approx 1$.
Pentru mașina cu rotorul în scurtcircuit (în colivie) ρ_{d1} se ia
din tabelul 1.9.

TABELUL 1.9

Valorile coeficientului de amortizare al statorului ρ_{d1} , pentru mașinile
cu rotorul în scurtcircuit

q_1	Z_1/p									
	10	15	20	25	30	35	40	45	50	60
2	0,99 0,94	0,94 0,87	0,87 0,77							
3	0,98 0,92	0,93 0,87	0,88 0,84	0,85 0,78	0,81 0,68					
4	0,97 0,90	0,90 0,81	0,84 0,77	0,80 0,75	0,77 0,72	0,74 0,67				
5		0,86 0,78	0,81 0,71	0,75 0,69	0,72 0,67	0,70 0,65	0,67 0,62	0,65 0,59		
6		0,82 0,73	0,74 0,67	0,70 0,62	0,66 0,60	0,62 0,58	0,61 0,57	0,6 0,55	0,59 0,53	
8		0,78 0,66	0,67 0,58	0,60 0,52	0,56 0,49	0,53 0,47	0,51 0,46	0,49 0,46	0,48 0,44	0,47 0,43

OBSERVAȚIE. Valorile de jos (la numitor) se referă la mași-
nile care nu au creștăturile înclinate, iar cele de deasupra (la
numărător) la mașinile care au creștăturile înclinate cu aproxi-
mativ un pas dentar t_2 .

Pentru permeanța de scăpări diferențiale a rotorului se poate
lua cu suficientă aproximație $\rho_{d2} \approx 1$, atât pentru rotorul bobinat
cât și în scurtcircuit.

σ_{d1}, σ_{d2} — coeficienții de scăpări diferențiale ai înfășurării
statorului (1), respectiv rotorului (2).

Din punct de vedere al semnificației fizice, coeficientul $\sigma_{d1, 2}$
(pentru stator sau rotor) reprezintă raportul dintre reactanța

cimpului de scăpări diferențiale $X_{\sigma d1, 2}$ și reactanța utilă a înfă-
șurării respective (a armonicii fundamentale), adică:

$$\sigma_{d1} = \frac{X_{\sigma d1}}{X_{m1}} = \sum_{v \neq 1}^{\infty} \left(\frac{k_{w1, v}}{vk_{w1, 1}} \right)^2 \quad (1.97)$$

unde $k_{w1, v}$ este factorul de înfășurare al armonicii v a statorului;
 $k_{w1, 1}$ — factorul de înfășurare al fundamentalei statorului.

Din relația (1.97) se observă că $\sigma_{d1, 2}$ reprezintă coeficientul
cu care trebuie înmulțită reactanța utilă a fundamentalei înfășu-
rării statorului, respectiv rotorului, pentru a obține reactanța
de scăpări diferențială.

Valorile lui σ_d , calculate cu relația (1.97), sint reprezentate
pentru câteva cazuri în figura 1.58. Pentru alte valori ale scurtării
relative a pasului și diferiți q se folosesc curbele din figura 1.59.

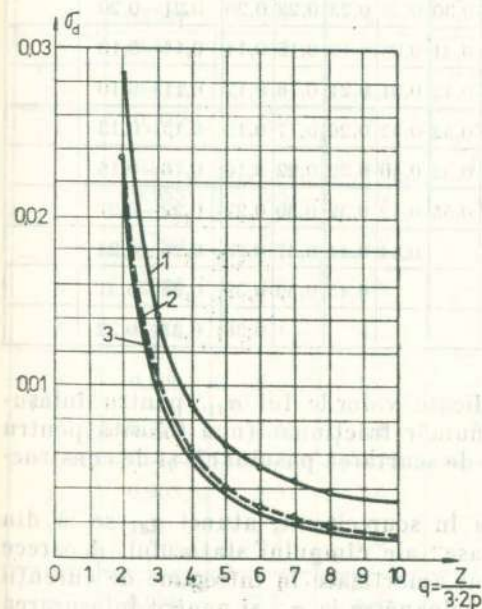


Fig. 1.58. Valorile lui σ_d , pentru înfășurările
trifazate în funcție de $q = \frac{Z}{3 \cdot 2 \cdot p}$:
1 — pentru $y = y_\tau$ (pas diametral); 2 — pentru
 $y = \frac{5}{6} \tau$; 3 — pentru înfășurarea în scurt-
circuit (în colivie).

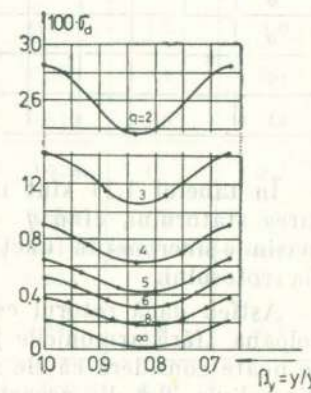


Fig. 1.59. Dependența lui
 $100\sigma_d$, de q și de pasul re-
lativ al înfășurării ($\beta_v =$
 $= y/y_\tau$), pentru înfășura-
rea trifazată.

Valorile lui σ_d , pentru stator sau pentru rotorul bobinat, cind q = număr întreg, pentru pasul diametral sau diferite scurtări ale pasului înfășurării, sînt indicate în tabelul 1.10.

TABELUL 1.10

Valorile lui $100\sigma_d$ pentru q = număr întreg

Scurtarea pasu- lui în creștă- turi	$q = \frac{Z}{3 \cdot 2p}$												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11-13	∞	
0	9,7	2,85	1,41	0,89	0,65	0,52	0,44	0,39	0,35	0,31	0,30-0,29	0,215	
1	9,7	2,35	1,15	0,74	0,53	0,45	0,37	0,33	0,32	0,26	0,28-0,28		
2		2,85	1,11	0,62	0,44	0,36	0,32	0,26	0,24	0,23	0,22-0,21		
3		2,70	1,41	0,69	0,43	0,30	0,29	0,23	0,22	0,20	0,21-0,20		
4			1,38	0,89	0,55	0,31	0,25	0,19	0,18	0,14	0,14-0,13		
5				0,86	0,65	0,42	0,31	0,21	0,16	0,12	0,11-0,10		
6					0,63	0,52	0,32	0,26	0,17	0,13	0,13-0,13		
7					0,60	0,52	0,40	0,32	0,22	0,16	0,16-0,15		
8						0,55	0,42	0,39	0,30	0,22	0,22-0,21		
9							0,44	0,44	0,37	0,28	0,25-0,24		
10								0,45	0,39	0,35	0,32-0,31		
11										0,36	0,33-0,32		

În tabelul 1.11 sînt indicate valorile lui σ_{d1} , pentru înfășurarea statorului, cind q = număr fracționar (mai folosită pentru mașinile sincrone) în funcție de scurtarea pasului cit și de construcția rotorului.

Astfel, dacă rotorul este în scurtcircuit, atunci σ_{d1} se ia din coloana „fără armonicile joase” ale cîmpului statorului, deoarece se poate considera că ele sînt amortizate în întregime de curenții din colivie. Tot din această coloană se ia σ_{d1} și pentru înfășurarea statorului mașinilor sincrone cu înfășurare de amortizare în rotor.

Dacă rotorul este însă bobinat (sau la mașinile sincrone fără înfășurare de amortizare) atunci σ_{d1} (pentru q_1 = număr fracționar) se ia (tabelul 1.11) din coloana „cu armonicile joase” ale cîmpului statorului, acestea fiind amortizate în acest caz într-o măsură mult mai mică.

TABELUL 1.11

Valorile lui $100\sigma_d$ pentru q = număr fracționar

q	$\beta_y = \frac{y}{y_r}$	100 σ_d fără armonicile joase	100 σ_d cu armonicile joase	q	$\beta_y = \frac{y}{y_r}$	100 σ_d fără armonicile joase	100 σ_d cu armonicile joase
$1 \frac{1}{10}$	0,909	9,4	—	$2 \frac{1}{4}$	0,890	2,0	3,2
$1 \frac{1}{8}$	0,609	10,6	—	$2 \frac{2}{7}$	0,874	2,1	3,1
$1 \frac{1}{5}$	0,887	8,8	—	$2 \frac{4}{13}$	0,730	2,1	3,0
$1 \frac{2}{5}$	0,952	6,3	7,5	$2 \frac{3}{8}$	0,867	2,0	3,0
$1 \frac{1}{2}$	0,714	6,9	7,3	$2 \frac{1}{2}$	0,723	2,1	3,0
$1 \frac{1}{2}$	0,890	4,5	4,7	$2 \frac{1}{11}$	0,983	2,3	2,8
$1 \frac{1}{11}$	0,667	5,9	6,0	$2 \frac{2}{7}$	0,842	2,2	2,6
$1 \frac{7}{11}$	0,815	3,6	4,5	$2 \frac{3}{4}$	0,933	1,7	1,8
$1 \frac{5}{7}$	0,612	4,1	4,8	$2 \frac{4}{11}$	0,800	1,7	1,8
$1 \frac{3}{4}$	0,972	3,9	5,7	$2 \frac{5}{7}$	0,885	1,7	2,0
$1 \frac{3}{4}$	0,953	3,5	5,4	$2 \frac{6}{11}$	0,760	1,8	2,0
$1 \frac{4}{5}$	0,760	3,4	4,9	$2 \frac{7}{13}$	0,969	1,5	2,3
$1 \frac{4}{5}$	0,926	3,3	5,2	$2 \frac{8}{13}$	0,850	1,3	2,0
$1 \frac{7}{8}$	0,742	3,4	4,9	$2 \frac{9}{8}$	0,933	1,4	2,3
$1 \frac{7}{8}$	0,890	3,0	5,1	$2 \frac{10}{7}$	0,817	1,3	2,1
$1 \frac{11}{13}$	0,712	3,4	5,1	$2 \frac{11}{13}$	0,928	1,4	2,3
$1 \frac{11}{13}$	0,903	3,0	5,0	$2 \frac{12}{13}$	0,812	1,5	2,3
$2 \frac{1}{11}$	0,723	3,3	5,0	$3 \frac{1}{2}$	0,964	1,5	2,4
$2 \frac{1}{11}$	0,958	2,8	4,4	$3 \frac{2}{13}$	0,842	1,4	2,2
$2 \frac{1}{5}$	0,798	2,7	3,0	$3 \frac{3}{11}$	0,950	1,1	—
$2 \frac{1}{5}$	0,910	2,1	3,4	$3 \frac{4}{11}$	0,857	0,83	—
$2 \frac{1}{5}$	0,758	2,2	3,3	$3 \frac{5}{11}$	—	—	—

Dacă rotorul bobinat are $q = \text{număr fracționar}$, atunci σ_{d2} se ia tot din tabelul 1.11, din coloana „cu armonicile joase”.

Dacă înfășurarea are q fracționar și mai mare decât $3 \frac{1}{2}$, atunci se pot folosi curbele din figura 1.59 ținând cont că pentru o anumită valoare a lui β_y , coeficientul σ_d variază invers proporțional cu q^2 .

Pentru rotorul în scurtcircuit (în colivie), σ_{d2} se ia din tabelul 1.12, în care prin q_2 se înțelege: $q_2 = \frac{Z_2}{3 \cdot 2p}$.

TABELUL 1.12

Valorile lui $100\sigma_{d2}$ pentru înfășurarea în scurtcircuit (colivie)

$q_2 = \frac{Z_2}{3 \cdot 2p}$	1	2	$2 \frac{1}{3}$	$2 \frac{2}{3}$	3	$3 \frac{1}{3}$	$3 \frac{2}{3}$	4	>4
$100\sigma_{d2}$	9,7	2,29	1,68	1,28	1,02	0,82	0,68	0,57	$\frac{9,15}{q_2^2}$

Pentru mașinile sincrone, permeanța specifică diferențială depinde în principal și de forma constructivă a rotorului.

Astfel pentru mașinile cu poli aparenti și cu rotorul în variantă combinată λ_{d1} , calculat cu relația (1.95), se micșorează prin înmulțirea cu un coeficient $k_{\lambda d}$, datorită neuniformității întrefierului pe periferia rotorului.

Pentru mașinile normale cu $\alpha_p < 0,7$ și $\delta_{max}/\delta \geq 1,5$:

$$k_{\lambda d} = 0,8 \div 0,95. \quad (1.98)$$

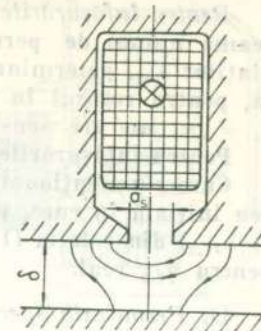
Valorile mai mici se iau pentru varianta combinată (a cărei construcție este indicată în vol. III, figura 1.18 și 2.8 iar mai mari pentru poli aparenti.

Pentru mașinile sincrone cu poli înecați de obicei $\lambda_{d1} = 0$.

C. Permeanța specifică a scăpărilor prin capetele dinților.

Cum se vede în figura 1.60 la mașinile de curent alternativ cu întrefier mare (mașinile sincrone) o parte a fluxului de scăpări se închide prin întrefier între capetele dinților vecini. În acest caz, aceste scăpări se pot adăuga pur și simplu la scăpările din creștături, ținând seama de fenomenele dintre capetele dinților.

Fig. 1.60. Cîmpul de scăpări prin capetele dinților.



Permeanța specifică a scăpărilor prin capetele dinților se poate calcula cu relația:

$$\lambda_z = \frac{5 \cdot \frac{\delta}{a_s}}{5 + 4 \cdot \frac{\delta}{a_s}} \cdot \frac{3\beta_y + 1}{4}. \quad (1.99)$$

La mașinile cu întrefier mic (mașinile asincrone), scăpările de la dinte la dinte intră în scăpările diferențiale ale statorului și rotorului determinate cu relațiile (1.95) și (1.96), astfel că la determinarea reactanței de scăpări a mașinii asincrone, în relația (1.80) trebuie considerat $\lambda_{z1,2} = 0$.

ATENȚIE: Uneori, într-o aproximație grosieră, pentru mașinile asincrone, se poate considera că termenii $(\lambda_{d1,2} + \lambda_{z1,2})$ din relația (1.80), reprezintă suma dintre scăpările diferențiale pentru cazul în care $q_{1,2} = \infty$ și scăpările la capetele dinților.

În acest caz, permeanța specifică a scăpărilor diferențiale pentru stator λ_{d1} sau pentru rotorul bobinat λ_{d2} se determină tot cu relațiile (1.95) respectiv (1.96) în care însă se ia $\sigma_{d1} = \sigma_{d2} = 0,00215$, rezultat din tabelul 1.10, pentru $q_{1,2} = \infty$ și pas diametral ($y_\tau - y_1 = 0$).

Permeanța specifică a scăpărilor prin capetele dinților pentru stator (1) și pentru rotorul bobinat (2) se determină în acest caz cu relația:

$$\lambda_{z1,2} = \frac{[t_{z,1} - 0,75(a_s + a_r)]^2}{6t_{z,1}\delta} \cdot \frac{3\beta_y + 1}{4}, \quad (1.100)$$

în care $\beta_y = y_1/y_\tau$ este pasul relativ al înfășurării (vezi și relația (1.15)). Prin y_1 se înțelege deci pasul principal al înfășurării statorului sau rotorului bobinat.

Pentru înfășurările în colivie (în scurtcircuit) din rotor, se ține seama numai de permeanța specifică a scăpărilor din capetele dinților λ_{z2} , determinată cu relația (1.100); în relația (1.80), se ia, pentru rotorul în scurtcircuit $\lambda_{d2} = 0$, deoarece în acest caz $q_2 = \infty$, nu are sens).

Pentru înfășurările cu pas diametral și în colivie se ia $\beta_y = 1$.

Cum s-a menționat, această metodă este mai puțin exactă decât cea inițială în care, pentru mașinile asincrone, termenii ($\lambda_{d1,2} + \lambda_{z1,2}$) din relația (1.80) se includeau numai în $\lambda_{d1,2}$ determinat pentru $q_{1,2}$ real.

D. Permeanța specifică a scăpărilor în părțile frontale

Liniile cîmpului magnetic de scăpări în părțile frontale au un aspect foarte complicat. În figura 1.61 a se prezintă de exemplu spectrul liniilor de cîmp magnetic (cu linie plină) și echipotențiale (cu linie întreruptă) în părțile frontale ale unei faze a înfășurării într-un strat cu capetele așezate în două etaje, fiecare etaj fiind constituit din grupe de „q” bobine (schema este indicată în figura 1.31 iar vederea părților frontale în figura 1.32), iar în figura 1.61 b, spectrul pentru înfășurarea cu capetele în trei etaje, fiecare etaj fiind constituit din grupe de „q/2” bobine (schema din fig. 1.34 și vederea din fig. 1.35).

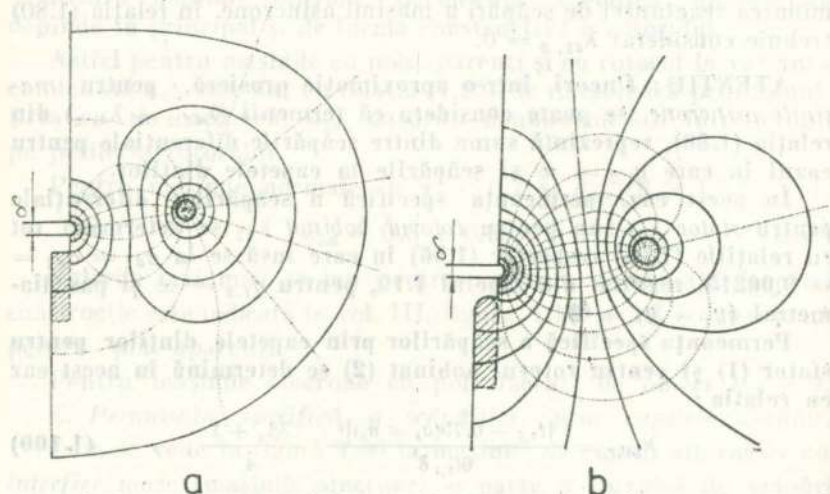
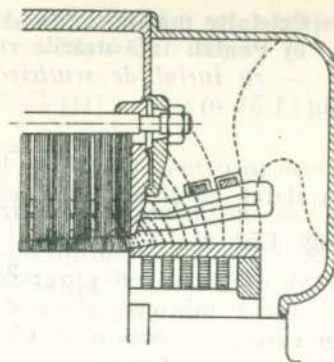


Fig. 1.61. Spectrul liniilor de cîmp (—) și echipotențiale (---) în părțile frontale ale bobinelor unei faze:

a — o grupă de bobine are „q” bobine; b — o grupă de bobine are „q/2” bobine.

Fig. 1.62. Cîmpul de scăpări în părțile frontale ale mașinii cu bandajul rotorului feromagnetic.



În figura 1.62, se prezintă spectrul cîmpului de scăpări în părțile frontale ale unei mașini sincrone cu bandajul capetelor frontale ale rotorului din material feromagnetic.

Cum se vede, aspectul cîmpului de scăpări în părțile frontale depinde de tipul înfășurării, de unghiul de înclinare a părților frontale, de piesele feromagnetice din vecinătatea capetelor frontale, de inducția mutuală între capetele diferitelor faze, de pasul înfășurării și de mulți alți factori. De aceea calculul reactanțelor de scăpări în părțile frontale se face cu relații bazate, în mare parte pe deducții experimentale.

În acest sens, pentru permeanța specifică a scăpărilor în părțile frontale ale înfășurărilor se pot utiliza următoarele relații:

a) Pentru înfășurările statorului (1) și rotorului bobinat (2):
— într-un strat cu capetele în două etaje:

$$\lambda_{f1,2} = 0,67 \frac{q_{1,2}}{l_i} (l_{f1,2} - 0,64\tau); \quad (1.101)$$

— într-un strat cu capetele în trei etaje:

$$\lambda_{f1,2} = 0,47 \frac{q_{1,2}}{l_i} (l_{f1,2} - 0,64\tau); \quad (1.102)$$

— în două straturi cu bobine ondulate sau buclate, într-un strat în lanț și într-un strat cu capetele grupelor de „q” bobine de aceeași formă (fig. 1.36 și 1.37):

$$\lambda_{f1,2} = 0,34 \frac{q_{1,2}}{l_i} (l_{f1,2} - 0,64\beta_y\tau), \quad (1.103)$$

în care $l_{f1,2}$ este lungimea medie a părții frontale a bobinei, determinată conform indicațiilor de la paragraful 1.8.1, în cm.

Celelalte mărimi (τ și l_i) se introduc în cm.

b) Pentru înfășurările rotoarelor în scurtcircuit (în colivie):

— cu inelul de scurtcircuitare apropiat de miezul magnetic (fig. 1.51 a):

$$\lambda_{f2} = \frac{2,3D_i}{Z_2 l_i \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7D_i}{a + 2b}; \quad (1.104)$$

— cu inelul de scurtcircuitare depărtat de miezul magnetic (fig. 1.51 b):

$$\lambda_{f2} = \frac{2,3D_i}{Z_2 l_i \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7D_i}{2(a + b)}, \quad (1.104 a)$$

în care:

$$\Delta = 2 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right) \text{ (vezi și relația (1.51))};$$

D_i — diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare, în cm;
 l_i , a și b — se introduc în cm.

Reactanța utilă

Reactanța utilă sau de magnetizare, care este o reactanță ciclică, a înfășurării statorului. X_m se determină cu ajutorul schemei echivalente a mașinii asincrone, cu circuitul de magnetizare scos la borne, indicată în figura 1.63 a.

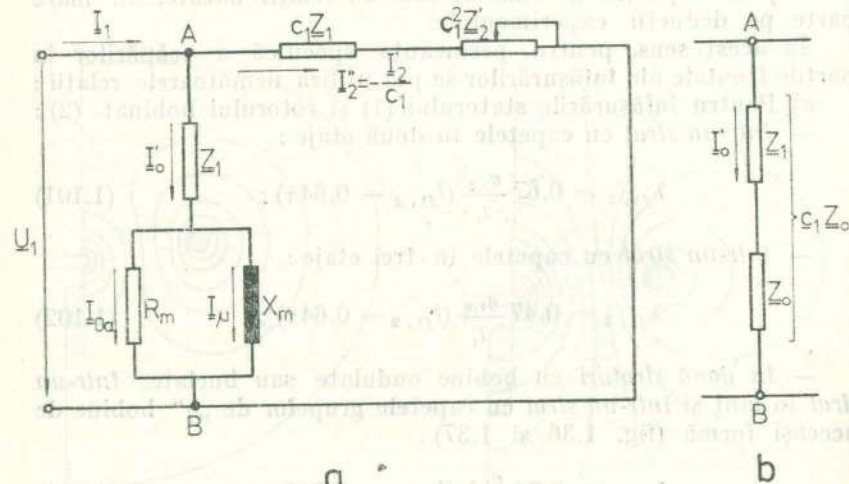


Fig. 1.63. Schema echivalentă (pe fază) cu circuitul de magnetizare scos la borne, a mașinii asincrone:

a — elementele R_m și X_m ale impedanței de magnetizare, sînt în paralel; b — elementele R_0 și X_0 , sînt în serie.

Cum se vede, valoarea reactanței utile, dacă se neglijează rezistența statorului R_1 , poate fi determinată cu relația:

$$X_m \approx \frac{U_1 - I_\mu X_{\sigma 1}}{I_\mu} [\Omega]. \quad (1.105)$$

Relația este convenabilă și destul de exactă pentru proiectare. De asemenea se pot utiliza și relații în funcție de datele constructive ale mașinii [3], [6], [7].

Rezumat, cu privire la calculul reactanțelor

1. După metoda mai precisă, reactanța de scăpări a înfășurării statorului mașinii asincrone (1) sau a rotorului bobinat (2) se determină cu relația (1.79) sau (1.79 a) în care:

$$\Sigma \lambda_{1,2} = \lambda_{c1,2} + \lambda_{d1,2} + \lambda_{f1,2} \quad (1.106)$$

unde λ_{d1} și λ_{d2} se determină cu relațiile (1.95) respectiv (1.96), pentru valorile reale ale lui q_1 sau q_2 .

Pentru rotorul în scurtcircuit, reactanța de scăpări este dată de relația (1.81) sau (1.81 a), în care $\Sigma \lambda_2$ se ia cel calculat cu relația (1.106) însă pentru înfășurarea în colivie.

În cadrul acestei metode, scăpările prin capetele dinților intră în scăpările diferențiale ale statorului sau rotorului și de aceea în relația (1.106) nu se mai ia și $\lambda_{z1,2}$.

2. După o altă metodă, mai puțin precisă decît prima, reactanța de scăpări a înfășurării statorului mașinii asincrone (1) sau rotorului bobinat (2) se determină tot cu relația (1.79) sau (1.79 a), în care $\Sigma \lambda_{1,2}$ se ia conform relației (1.80) cu următoarele precizări:

— permeanța specifică a scăpărilor diferențiale $\lambda_{d1,2}$ se calculează cu relațiile (1.95) respectiv (1.96) însă cu $\sigma_{d1} = \sigma_{d2} = 0,00215$, corespunzător lui $q_{1,2} = \infty$;

— permeanța specifică a scăpărilor prin capetele dinților $\lambda_{z1,2}$ se calculează cu relația (1.100);

— permeanțele specifice $\lambda_{c1,2}$ și $\lambda_{f1,2}$ sînt identice cu cele de la prima metodă.

Pentru rotorul în scurtcircuit, (cu înfășurarea în colivie), reactanța de scăpări se determină, conform acestei metode, mai puțin precisă, cu relația (1.81) sau (1.81 a), în care:

$$\Sigma \lambda_2 = \lambda_{c2} + \lambda_{z2} + \lambda_{f2}, \quad (1.107)$$

unde λ_{z2} se calculează cu relația (1.100) iar λ_{c2} și λ_{f2} , sînt identice cu cele de la prima metodă, evident calculate pentru înfășurarea în colivie.

3. Reactanța de scăpări a înfășurării statorului mașinii sincrone se determină cu relația (1.79) sau (1.79 a) cu indicele 1, în care $\Sigma \lambda_1$ se ia conform relației (1.80), unde :

- λ_{a1} , se calculează cu relația (1.95) pentru q_1 real ;
- λ_{z1} , se calculează cu relația (1.99) ;
- λ_{c1} și λ_{f1} , se calculează ca și pentru statorul mașinii asincrone (vezi punctele A și D ale acestui paragraf).

4. Reactanța ciclică utilă sau de magnetizare, se calculează cu relația (1.105) și corespunde cazului când cele două ramuri ale impedanței de magnetizare R_m și X_m sînt în paralel (fig. 1.63 a).

1.8.4. DETERMINAREA PARAMETRILOR ROTORULUI MAȘINII ASINCRONE CU INFLUENȚA REFULĂRII CURENTULUI

Cum s-a arătat (v. paragraful 1.6.1 B) din punct de vedere constructiv, coliviile în scurtcircuit pot fi de trei tipuri : normale, cu bare înalte și dublă colivie.

Deoarece sînt cel mai frecvent utilizate, se vor folosi pentru aceste trei tipuri de colivii denumirea de *colivii obișnuite*. Delimitarea dintre colivia normală cu bare dreptunghiulare și cea cu bare înalte este făcută de valoarea raportului h/b dintre înălțimea și lățimea barei (la colivia normală, de regulă $h/b \leq 3 + 4$).

În afară de coliviile obișnuite, în scopul obținerii anumitor avantaje asupra caracteristicilor de pornire sau de funcționare se mai folosesc colivii cu diferite forme de creștături sau bare pentru care, în lucrare se va folosi denumirea de *colivii speciale*.

A. Rotorul cu colivii obișnuite.

Mașina cu bare înalte și cu colivie dublă, are la baza funcționării ei, în timpul pornirii, utilizarea fenomenului de refulare a curentului din bară, datorită căruia, la frecvențe mari ale curentului, repartitia densității de curent pe înălțimea h a barei nu este uniformă (fig. 1.64). Acest lucru face ca, în timpul pornirii, (cînd frecvența din rotor este mare) parametrii înfășurării rotorului să se modifice față de valoarea lor din timpul funcționării mașinii în regim nominal (cînd frecvența este mică în rotor).

Pentru a aprecia cum se vor modifica acești parametri, se va avea în vedere că datorită refulării curentului partea inferioară a barei nu există, obținînd situația reprezentată în figura 1.65. Se obține deci un conductor echivalent cu o înălțime mai mică. Din acest motiv, pe porțiunea din creștătură, rezistența rotorului cu refularea curentului crește de k_r ori, iar reactanța de scăpări în creștătură a rotorului cu refularea curentului, scade de k_r ori.

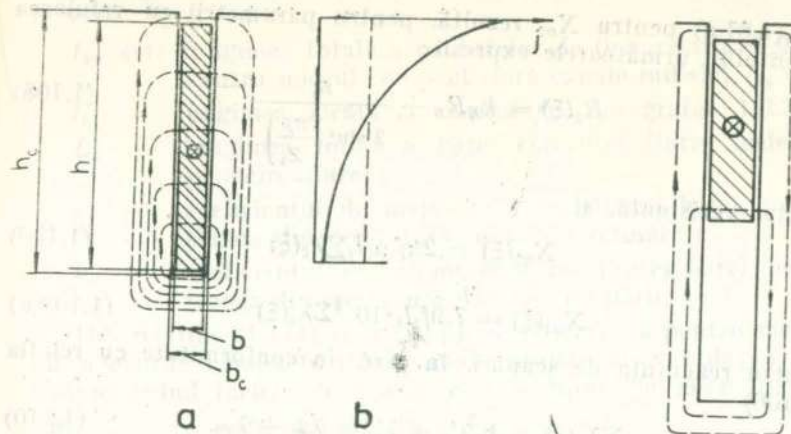


Fig. 1.64. Refularea curentului din barele înalte ale coliviei :
a — liniile cîmoului magnetic de scăpări în creștătură ;
b — curba de repartitie a densității de curent în bară.

Fig. 1.65. Aprecierie efectului de refulare a curentului în bare.

Cînd motorul se accelerează, frecvența din rotor scade, iar la regimul normal de funcționare ajunge la valoarea de $1 \div 3$ Hz, scăzînd odată cu ea și fenomenul de refulare a curentului, astfel încît, la frecvențe mici, acest fenomen se poate neglija.

În funcție de influența fenomenului de refulare, asupra parametrilor rotorului, practic, intervalul de pornire a motorului asincron se poate împărți în două etape :

— *etapa de pornire* pentru valori ale alunecării s cuprinse între 1 (momentul pornirii) și alunecarea s_m corespunzătoare valorii maxime a cuplului produs de motor (fără aceasta), cînd parametrii rotorului sînt afectați de refularea curentului fiind notați cu : $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$;

— *etapa de funcționare*, pentru alunecări s egale și mai mici decît s_m , cînd parametrii rotorului nu mai sînt practic afectați de refularea curentului și care s-au notat : R_2 și $X_{\sigma 2}$.

Se știe că ponderea cea mai mare a influenței refulării curentului din bară este în zona din creștătură a barei, adică pe lungimea l_{F0} a pachetelor de fier ale rotorului, pe porțiunile din canalele radiale de ventilație și frontală ale barei, influența refulării curentului fiind neglijabilă.

Pe baza acestei precizări și ținînd cont de expresiile parametrilor fără refulare, date de relația (1.78) pentru R_2 și relațiile (1.81)

sau (1.81 a) pentru $X_{\sigma 2}$ rezultă, pentru parametrii cu refularea curentului, următoarele expresii:

$$R_2(\xi) = k_R R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_i} \right)} \quad (1.108)$$

pentru rezistență, și

$$X_{\sigma 2}(\xi) = 2\pi f_1 \mu_0 l_i \Sigma \lambda_2(\xi) \quad (1.109)$$

sau

$$X_{\sigma 2}(\xi) = 7,9 f_1 l_i \cdot 10^{-8} \Sigma \lambda_2(\xi) \quad (1.109 a)$$

pentru reactanța de scăpări, în care, în conformitate cu relația (1.106)

$$\Sigma \lambda_2(\xi) = k_X \lambda'_{c2} + \lambda''_{c2} + \lambda_{d2} + \lambda_{f2}, \quad (1.110)$$

unde:

λ'_{c2} este permeanța specifică a fluxului de scăpări în creștătură numai pe porțiunea ocupată efectiv de conductor (bară);

λ''_{c2} — permeanța specifică a fluxului de scăpări în creștătură pentru celelalte porțiuni ale creștăturii (istm, pană), neocupate de conductor (bară);

$\lambda_{d2}, \lambda_{f2}$ — aceleași semnificații ca în relația (1.106).

Dacă în calculul reactanței de scăpări, după metoda aproximativă, se folosește $\Sigma \lambda_2$ dat de relația (1.107) atunci

$$\Sigma \lambda_2(\xi) = k_X \lambda'_{c2} + \lambda''_{c2} + \lambda_{d2} + \lambda_{f2}, \quad (1.110 a)$$

în care λ'_{c2} și λ''_{c2} au aceleași semnificații ca mai sus.

În expresiile permeanței specifice de scăpări în creștătură, pentru rotorul în scurtcircuit, date de relațiile (1.87), (1.88), (1.90), (1.91), (1.91 a) și (1.93), λ'_{c2} este chiar partea închisă în paranteze rotunde sau în paranteze pătrate ca în relațiile (1.88) și (1.93).

Coefficienții echivalenți, de majorarea rezistenței barei rotorului k_R și de micșorare a reactanței de scăpări k_X , datorită refulării curentului din bară, sînt:

$$k_R = k_r \frac{l_{Fe}}{L_b} + \frac{L_b - l_{Fe}}{L_b} \quad (1.111)$$

și

$$k_X = k_x \frac{l_{Fe}}{l_i} + \frac{l_i - l_{Fe}}{l_i} \quad (1.111 a)$$

în care:

l_{Fe} este lungimea totală a pachetelor de fier (relația (1.24 a)).

Pentru miezul compact (fără canale radiale) $l_{Fe} = l_g$;

l_i — lungimea ideală a mașinii (v. paragraful 1.2.3 B);

L_b — lungimea totală a barei rotorului (între inelele de scurtcircuitare);

k_r — coeficientul de majorare a rezistenței barei, pe porțiunea din creștătură, datorită refulării;

k_x — coeficientul de micșorare a reactanței barei, pe porțiunea din creștătură datorită refulării.

Din relațiile (1.111) și (1.111 a), se observă că pentru mașinile cu miezurile compacte (fără canale radiale de ventilație) și cu colivie avînd inelele de scurtcircuitare lipite de miez (turnate) cînd $L_b = l_{Fe} = l_i$, se obțin $k_R = k_r$ și $k_X = k_x$.

Coefficienții k_r și k_x , se pot calcula cu relațiile:

$$k_r = \xi \frac{\text{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\text{ch} 2\xi - \cos 2\xi}; \quad (1.112)$$

$$k_x = \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{\text{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\text{ch} 2\xi - \cos 2\xi} \quad (1.112 a)$$

sau se pot lua, în funcție de ξ , din curbele indicate în figura 1.66

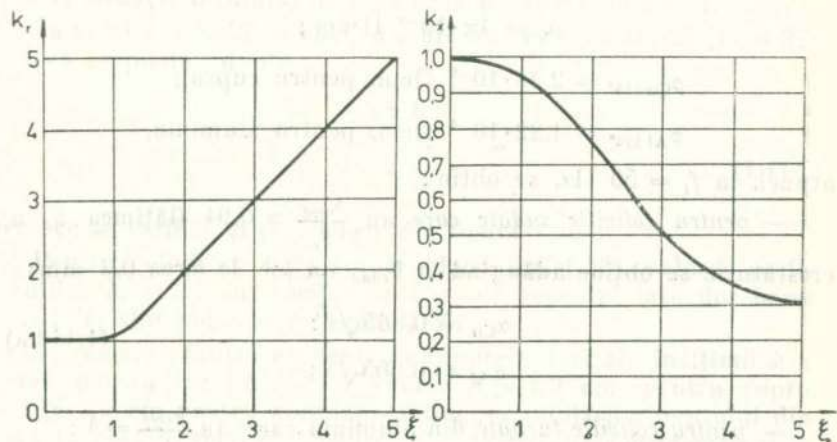


Fig. 1.66. Curbele coeficienților k_r și k_x , în funcție de ξ :
a — coeficientul k_r ; b — coeficientul k_x .

Mărima ξ , nu are dimensiuni și se calculează cu relația:

$$\xi = \alpha h$$

unde:

$$\alpha = \sqrt{\frac{b_{cond}}{b_0} \cdot \frac{\mu_0 \omega_2}{2\rho}}; \quad (1.113)$$

h — înălțimea barei în cm și anume:

— pentru creștăturile dreptunghiulare și trapezoidale:

$$h = h_{bară};$$

— pentru creștăturile ovale (fig. 1.54 b):

$$h = 0,1b' + h_1 + \frac{b}{2};$$

— pentru creștăturile rotunde (fig. 1.54 a):

h = diametrul barei (b este diametrul creștăturii).

Deoarece, pentru o anumită pulsație ω_2 și un anumit material cu rezistivitatea ρ , mărimea ξ este direct proporțională cu h , aceasta se mai numește și înălțimea redusă a barei (sau conductorului).

Dacă în relațiile (1.113) se fac înlocuirile:

$$\omega_2 = \omega_1 s = 2\pi f_1 s \quad (s, \text{ este alunecarea});$$

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9} \text{ H/cm};$$

$$\rho_{Cu115^\circ} = 2,46 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega\text{cm, pentru cupru};$$

$$\rho_{Al115^\circ} = 4,22 \cdot 10^{-6} \text{ } \Omega\text{cm, pentru aluminiu},$$

atunci, la $f_1 = 50 \text{ Hz}$, se obțin:

— pentru colivii sudate care au $\frac{b_{cond}}{b_0} \approx 0,94$ (lățimea b_0 a creștăturii, se obține adăugînd la b_{cond} un joc de circa $0,3 \text{ mm}$):

$$\alpha_{Cu} = 0,865\sqrt{s};$$

$$\alpha_{Al} = 0,665\sqrt{s}; \quad (1.113a)$$

— pentru colivii turnate din aluminiu care au $\frac{b_{cond}}{b_0} = 1$:

$$\alpha_{Al} = 0,685\sqrt{s}. \quad (1.113b)$$

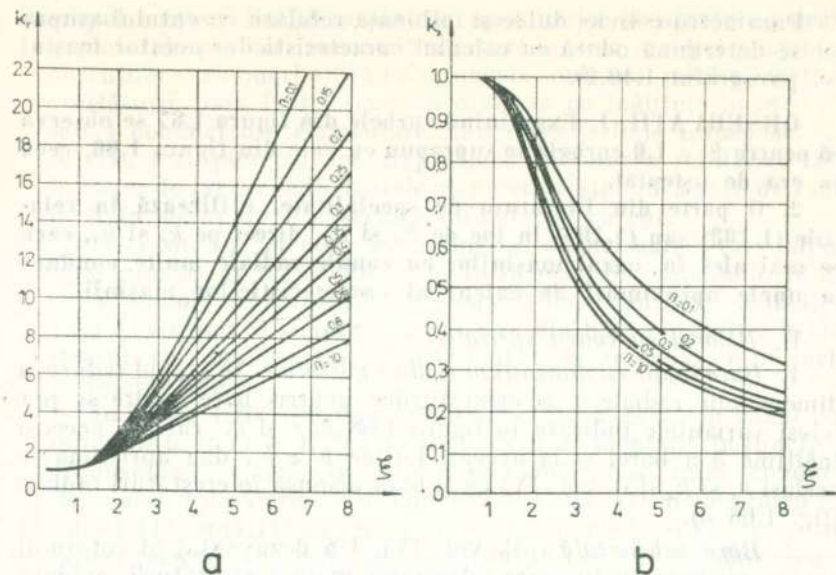


Fig. 1.67. Curbele coeficienților k_r și k_x , pentru bare trapezoidale, în funcție de ξ și $\beta = b_1/b_2$:

a — coeficientul k_r ; b — coeficientul k_x .

O simplificare a relațiilor (1.112) și (1.112 a) se obține cînd $\xi > 2$, situație întîlnită, de regulă, la pornire cînd $s = 1$.

În acest caz, $\text{sh}2\xi \approx \text{ch}2\xi$ și mult mai mari ca $\sin 2\xi$ și $\cos 2\xi$, așa că se poate admite,

$$\begin{aligned} k_r &\approx \xi; \\ k_x &\approx \frac{3}{2\xi}, \end{aligned} \quad (1.114)$$

ceea ce se verifică și pe curbele din figura 1.66.

Pentru colivii cu bare trapezoidale (fig. 1.56), valorile coeficienților k_r și k_x în funcție de ξ și de raportul laturilor barei $\beta = b_1/b_2$ sînt indicate în figura 1.67.

Se remarcă faptul că pentru anumite valori ale înălțimii h a barei, pentru care $\xi > 1$ și anume $h > 1,2 \text{ cm}$, pentru cupru și $h > 1,5 \text{ cm}$ pentru aluminiu, influența refulării curentului din bară la pornire (mai ales pentru $s = 1$) trebuie considerată și la colivii normale.

Parametrii coliviei duble și influența refulării curentului asupra lor se determină odată cu calculul caracteristicilor acestor mașini (v. paragraful 1.10.2).

OBSERVAȚII. 1. Examinând curbele din figură 1.67 se observă că pentru $\beta = 1,0$ curbele se suprapun cu cele din figura 1.66, ceea ce era de așteptat.

2. O parte din literatura de specialitate, utilizează în relațiile (1.108) sau (1.109) în loc de k_R și k_X , direct pe k_r și k_x , ceea ce mai ales în cazul mașinilor cu canale radiale multe, conduce la unele aproximări de calcul al caracteristicilor mașinii.

B. Rotorul cu colivii speciale.

1. Bare înalte cu dimensiuni radiale micșorate. În scopul reducerii dimensiunii radiale r a creștăturilor pentru bare înalte se pot folosi variantele indicate în figura 1.68 b, c și d, care la aceeași înălțime h a barei și la aceeași lățime $b \approx b_0$, dau aproximativ același k_r și k_x ([5], vol. IV) ca și bara dispusă în creștături radiale (fig. 1.68 a).

2. Bara subdivizată ([5], vol. IV). Un dezavantaj al rotorului simplu cu bare înalte, este adâncimea mare a creștăturii, evident în scopul obținerii unui coeficient de majorare a rezistenței k_r , mare. Prin aceasta însă crește reactanța creștăturii rotorului în regimul nominal înrăutățindu-se și factorul de putere. Pe de altă parte o refulare puternică înseamnă, la pornire și o micșorare puternică a reactanței ceea ce are ca efect o creștere a curentului de pornire, fapt care constituie un dezavantaj. De aceea, în

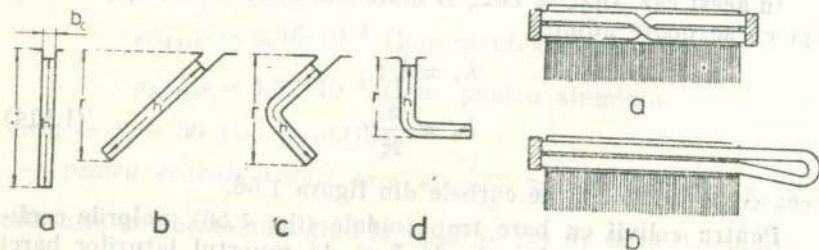


Fig. 1.68. Variante ale barei înalte cu aproximativ același coeficienți k_r și k_x :
a — bară înaltă obișnuită; b, c și d — bare înalte cu dimensiuni radiale micșorate.

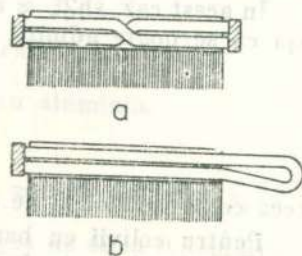


Fig. 1.69. Realizarea transpozițiilor la barele subdivizate:
a — transpoziție obișnuită;
b — înfășurare în bare în două straturi, cu pas diametral, prevăzută cu inel de scurtcircuitare.

scopul creșterii coeficientului de majorare a rezistenței și deci al cuplului de pornire, concomitent cu reducerea reacției puternice a curenților turbionari adică cu o scădere mult mai mică a reactanței creștăturii, bara înaltă poate fi divizată pe înălțime în $m = 2, 3$ sau 4 conductoare elementare, care însă trebuie transpuse. Cum se știe, transpunerea are drept efect micșorarea refulării; totuși în cazul de față, conductoarele elementare sînt încă atît de înalte, încît în ele apare o puternică refulare de curent.

Dacă nu s-ar efectua transpunerea, atunci bara s-ar comporta ca și cum nu ar fi fost divizată. În figura 1.69, sînt indicate diferitele moduri de realizare al transpozițiilor: normale ca în figura 1.69 a sau pur și simplu o înfășurare din bare obișnuite, în două straturi cu pas diametral, scurtcircuitată la un capăt cu un inel ca în figura 1.69 b.

În figura 1.70, sînt reprezentați factorii k_r și k_x , în cazul barei subdivizate în $m = 1, 2$ și 3 conductoare elementare, în funcție de produsul $m\xi = mzh$, în care h este înălțimea unui conductor elementar. Cu valorile determinate din curbe, se calculează cu relațiile (1.111) și (1.111 a), coeficienții echivalenți k_R și k_X , cu ajutorul cărora rezultă rezistența și reactanța pe fază, cu refularea curentului, date de relațiile (1.108) și (1.109). În relația (1.108), prin R , se înțelege rezistența întregii bare din creștătură, ca și cînd nu ar fi divizată (pentru secțiunea totală a celor m bare elementare).

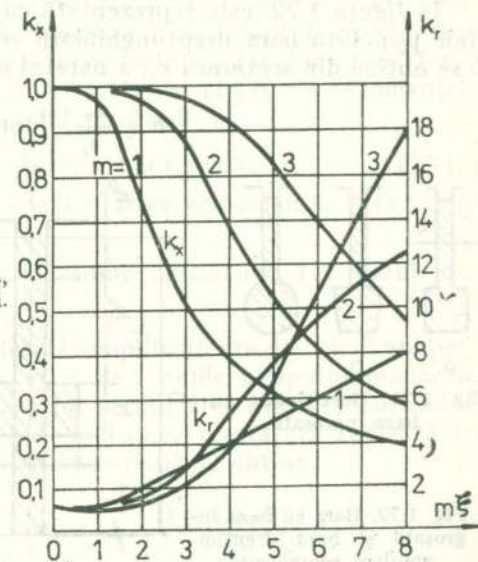


Fig. 1.70. Coeficienții k_r și k_x , pentru bara înaltă subdivizată.

OBSERVAȚII. 1. Din figura 1.70, se observă că pentru $m = 1$, curbele sînt similare cu cele din figura 1.66, corespunzătoare barei nedivizate.

2. Pentru $m\xi > 3,15$ curba lui $k_r(m = 2)$, trece deasupra lui $k_r(m = 1)$, iar pentru $m\xi > 5,55$, curba $k_r(m = 3)$, este deasupra celorlalte.

3. Cu cît m este mai mare cu atît k_x scade mai puțin.

3. Bara cu baza îngroșată. Rezultate mai bune în ceea ce privește caracteristicile, de pornire și funcționare, se obțin în cazul barelor avînd secțiunea îngroșată la baza creștăturii (fig. 1.71).

Deoarece la pornire, în bara dreptunghiulară (fig. 1.68 a), curentul este refulat spre deschizătura creștăturii, se poate presupune dinainte că pentru conductoarele cu baza îngroșată (fig. 1.71), factorul de majorare a rezistenței k_r , nu va fi esențial diferit de cel al unor bare dreptunghiulare echivalente, avînd aceeași lățime b_s a conductorului și aceeași lățime b_c a creștăturii ca în partea superioară, însă avînd aceeași secțiune totală ca a conductorului real.

Pe lîngă micșorarea adîncimii creștăturii, avantajul îngroșării barei în partea inferioară, față de bara dreptunghiulară echivalentă, constă și în micșorarea reactanței de scăpări prin micșorarea de fapt a permeanței specifice a creștăturii λ_c' (vezi relația (1.118)).

În figura 1.72, este reprezentată cu linie plină bara reală și cu linie punctată bara dreptunghiulară echivalentă, a cărei înălțime h se obține din secțiunea s_b a barei și anume:

$$h = \frac{s_b}{b_s} \text{ [cm]}. \quad (1.115)$$

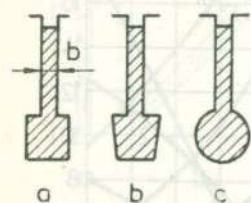


Fig. 1.71. Bare înalte cu baza îngroșată.

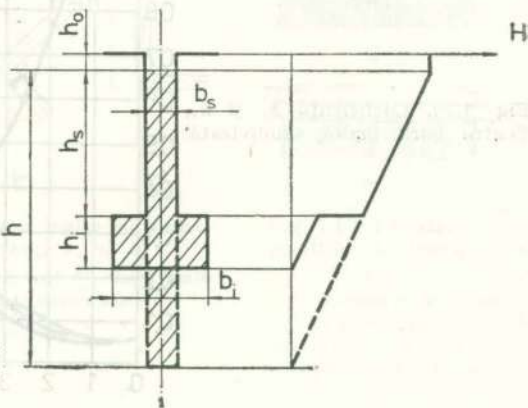


Fig. 1.72. Bara cu baza îngroșată și bara dreptunghiulară echivalentă.

Pentru simplificarea în cele ce urmează se consideră că lățimile conductorului atît în partea superioară b_s , cît și în cea inferioară b_i sînt aproximativ egale și cu lățimile creștăturilor, așa cum este cazul cel mai utilizat al coliviilor obținute prin turnare. Dacă se folosește însă colivie sudată cu bare profilate obținute prin tragere, atunci numai în relațiile permeanțelor specifice se va lucra cu lățimile creștăturii b_{cs} în partea superioară (în locul lui b_s) și b_{ci} în partea inferioară (în locul lui b_i); celelalte relații pentru h , u și v , vor folosi dimensiunile $b_{s,i}$ și $h_{s,i}$ ale barei.

Pentru compararea modului de comportare al celor două bare (reală și echivalentă), se vor folosi următoarele notații (vezi și fig. 1.72):

$$u = \frac{b_i}{b_s}; \quad v = \frac{h_i}{h}; \quad (1.116)$$

λ_c' — permeanța specifică a porțiunii din creștătură ocupată de bara reală;

$\lambda_{ce}' = \frac{h}{3b_s}$ — permeanța specifică a porțiunii din creștătură ocupată de bara echivalentă.

Pe baza acestor notații, rezultă relațiile:

$$b_i = ub_s; \quad h_i = vh \quad (1.116 a)$$

și

$$hb_s = h_i b_i + h_s b_s \text{ sau } h_s = (1 - uv)h. \quad (1.116 b)$$

Semnul (') la permeanțele specifice indică faptul că ele sînt componentele permeanței creștăturii afectate cel mai mult de fenomenul de refulare (v. și relațiile (1.110) și (1.110 a)) permeanțele totale ale creștăturilor, fără refulare, fiind:

$$\lambda_c = \lambda_c' + \lambda_c'' \text{ — pentru bara reală, și} \quad (1.117)$$

$$\lambda_{ce} = \lambda_{ce}' + \lambda_{ce}'' \text{ — pentru bara echivalentă,} \quad (1.117 a)$$

unde:

$$\lambda_c'' = \frac{h_0}{b_s} \text{ este permeanța istmului creștăturii (în cazul din figura 1.72, } b_0 = b_{cs}).$$

□ Dacă se au în vedere ipotezele simplificatoare de calcul ale permeanțelor creștăturii ($\mu_{re} = \infty$ și deci liniile cîmpului magnetic de scăpări sînt perpendiculare pe pereții creștăturii, rezultînd o repartiție a cîmpului H pe înălțimea creștăturii indicată în figura 1.72, în dreapta), pentru bara reală se obține:

$$\lambda_c' = \int_0^{h_i} \frac{b_i x^2}{(b_i h_i + b_s h_s)^2} dx + \int_0^{h_s} \frac{(b_i h_i + b_s x)^2}{(b_i h_i + b_s h_s)^2 b_s} dx.$$

Ținând cont de relațiile (1.116 a și b) după calcularea integralelor rezultă

$$\lambda'_e = \frac{h}{3b_s} (1 + uv^3 - u^3v^3) \quad (1.118)$$

și raportul

$$\frac{\lambda'_e}{\lambda'_{ce}} = 1 - uv^3(u^2 - 1). \quad (1.118 a)$$

Se evidențiază astfel analitic faptul menționat ca avantaj, că odată cu creșterea lui u , raportul permeanțelor specifice (la funcționarea mașinii unde $s = s_N$), scade rapid și că acest raport este independent de înălțimea h a barei dreptunghiulare echivalentă (cu aceeași secțiune transversală ca a barei reale).

În figura 1.73 a și b, variația acestui raport, conform relației (1.118 a) este reprezentată prin linii întrerupte cu puncte, în funcție de produsul uv , pentru două cazuri, cele mai uzuale: $v = 1/4$ și $v = 1/3$.

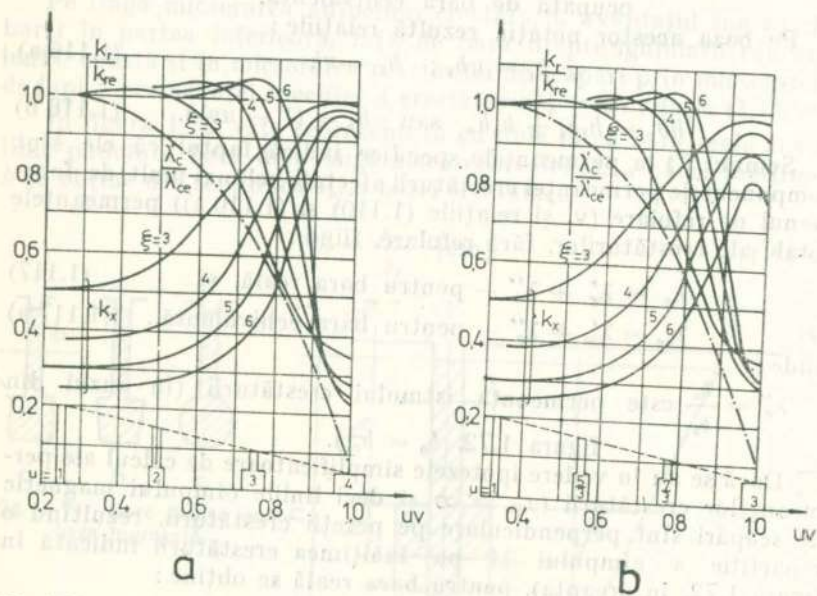


Fig. 1.73. Curbele rapoartelor k_r/k_{re} , λ'_e/λ'_{ce} și a coeficientului de micșorare a inductanței k_x , pentru bara cu baza îngroșată; în partea de jos a figurilor sînt redată formele secțiunilor transversale corespunzătoare barelor:

a) $v = 1/4$; b) $v = 1/3$.

De asemenea, în figura 1.73 sînt indicate curbele de variație a raportului dintre coeficientul de majorare a rezistenței barei reale (cu bază îngroșată) k_r , datorită refulării și coeficientul de majorare a rezistenței barei dreptunghiulare echivalentă k_{re} (raportul k_r/k_{re}), precum și coeficientul de micșorare a inductanței k_x a barei reale, cu baza îngroșată, pentru diferite înălțimi reduse $\xi = \alpha h$ ale conductoarelor echivalente, cuprinse în limitele cele mai uzuale. În partea de jos a figurilor, pentru o privire de ansamblu mai bună, în dreptul cîtorva valori pentru produsul uv , sînt redată formele secțiunilor transversale ale barelor și valorile lui u corespunzătoare.

Din examinarea celor două familii de curbe din figura 1.73, rezultă următoarele observații importante:

- la o îngroșare moderată a porțiunii inferioare a barei, coeficientul de majorare a rezistenței k_r rămîne întîi același ca și la bara dreptunghiulară echivalentă k_{re} , apoi, la o îngroșare mai accentuată, capătă o valoare maximă pentru ca în continuare, pentru $uv > 0,8$ să scadă brusc la o valoare foarte mică. Creșterea momentană a raportului rezistențelor relative k_r/k_{re} se explică prin aceea, că în acest domeniu din cauza refulării slabe de curent în porțiunea îngroșată a conductorului, apare un cîmp transversal în creștătură mai intens în partea de sus decît la bara dreptunghiulară echivalentă, la care refularea pe aceeași porțiune inferioară (echivalentă) este mai puternică;

- coeficientul de micșorare a reactanței barei reale k_x , pentru valorile lui uv considerate, este întotdeauna mai mare, în cazul creșterii secțiunii în partea inferioară a conductorului (îngroșării) decît la bara dreptunghiulară echivalentă;

- comparînd între ele curbele din figura 1.73 a și din figura 1.73 b se constată că forma secțiunii îngroșate în partea inferioară a barei nu are decît o influență redusă asupra coeficientului de majorare a rezistenței;

- corelarea rapoartelor u și v care dictează forma barei, în limitele indicate, au condus la o mai mare concordanță între valorile calculate și cele rezultate experimental.

În consecință, în cazul barelor cu baza îngroșată la determinarea parametrilor cu refulare, sînt necesare următoarele etape:

- se stabilește geometria reală a barei și dimensiunile creștăturii, avînd în vedere ca rapoartele u și v date de relațiile (1.116) să fie cît mai apropiate de limitele considerate în figura 1.73;

- se calculează înălțimea h a barei dreptunghiulare echivalente cu relația (1.115);

— se determină, înălțimea redusă ξ a barei echivalente cu relațiile (1.113), în care h este cel obținut cu relația (1.115);

— se determină, pentru bara dreptunghiulară echivalentă, coeficientul de majorare al rezistenței k_{re} , cu relația (1.112) sau din figura 1.66;

— din figura 1.73 rezultă, pentru produsul uv și ξ , coeficientul k_x și raportul k_r/k_{re} . Dacă raportul k_r/k_{re} se află pe panta căzătoare a curbei este indicat să se reconsidere geometria creștăturii (u și v) astfel încît k_r/k_{re} să fie maxim sau apropiat de 1;

— din raportul k_r/k_{re} determinat anterior se stabilește coeficientul de majorare a rezistenței barei reale

$$k_r = \left(\frac{k_r}{k_{re}} \right) k_{re}; \quad (1.119)$$

— cu valorile lui k_r și k_x obținute se determină coeficienții echivalenți k_R și k_X cu relațiile (1.111) și (1.111 a);

— parametrii cu influența refulării se stabilesc apoi cu relațiile (1.108) și (1.109 a) ținînd cont și de relațiile (1.110) și (1.118), adică:

$$\left. \begin{aligned} R_2(\xi) &= k_R R_b + \frac{R_f}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} \quad [\Omega]; \\ X_2(\xi) &= 7,9 f_1 l_1 \cdot 10^{-8} \sum \lambda_2(\xi) \quad [\Omega], \end{aligned} \right\} \quad (1.119 a)$$

în care:

$$\sum \lambda_2(\xi) = k_X \lambda'_{c2} + \lambda''_{c2} + \lambda_{d2} + \lambda_{j2}$$

$$\lambda'_{c2} = \frac{h}{3b_{cs}} (1 + uv^3 - u^3 v^3) \text{ și } \lambda''_{c2} = \frac{h_0}{b_0},$$

și în care:

h — este dat de relația (1.115);

b_{cs} — lățimea creștăturii în partea superioară;

h_0, b_0 — înălțimea și lățimea istmului creștăturii.

1.8.5. INFLUENȚA SATURAȚIEI MAGNETICE ASUPRA PARAMETRILOR

Calculul reactanțelor de scăpări după relațiile indicate a avut la bază ipoteza că tensiunea magnetică a fluxului de scăpări în fier, este neglijabilă în raport cu cea din aer.

Acesta este cazul cînd curenții nu sînt cu mult mai mari decît curențul normal: $(1,5 \div 2) I_N$, ceea ce se întîmplă în funcționare sau chiar la pornirea cu mijloace de reducere a curențului de pornire.

La curenți mai mari însă, datorită saturației circuitului fero-magnetic, are loc o creștere a reluctanței circuitului magnetic, după care se închid atît liniile fluxului transversal de scăpări în creștătură (fig. 1.64 a), cît și liniile cîmpului produs de armonicele superioare ale cîmpului magnetic din întrefier. Ca urmare, în funcție de gradul de saturație de-a lungul liniei de cîmp de scăpări se micșorează permeanța și deci reactanța de scăpări ($X_{\sigma 1}$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$) astfel încît, pentru rotorul în repaus și cu înfășurarea scurtcircuitată la tensiunea nominală (cazul pornirii prin cuplare directă la rețea, cînd $I_p = (4,5 \div 6,5) I_N$), acestea pot să scadă pînă la aproximativ 70%.

După cum se vede micșorarea reactanțelor de scăpări ale statorului $X_{\sigma 1}$ și rotorului la pornire $X_{\sigma 2}(\xi)$ se produce datorită micșorării atît a permeanțelor de scăpări în creștătură λ_{c1} și $\lambda_{c2}(\xi)$, cît și a permeanțelor de scăpări diferențiale λ_{d1} și λ_{d2} .

Un calcul exact al acestor micșorări prezintă mari dificultăți. În [1] este prezentată o metodică practic satisfăcătoare adoptată de proiectanții de la „Electrosila” bazată pe o serie de coeficienți și curbe experimentale.

Conform [6] însă, influența saturației dinților asupra permeanței specifice de scăpări în creștătură, se ia în considerație, aproximativ, adăugîndu-se la lățimea creștăturii din relația permeanței (aflată la numitor), lățimea dintelui împărțită la permeabilitatea magnetică relativă a acestuia, atît pentru istm cît și pentru partea activă a creștăturii.

Dar, așa cum se observă din figura 1.74 a, pe înălțimea unui dinte, liniile cîmpului de scăpări a două creștături vecine sînt de

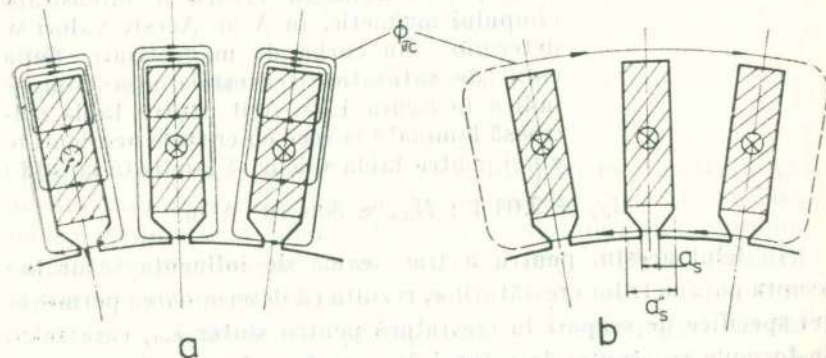


Fig. 1.74. Cu privire la influența saturației magnetice asupra permeanței de scăpări în creștătură:

a — cîmpul de scăpări al fiecărei creștături; b — cîmpul de scăpări rezultant.

sensuri contrare astfel că efectul de saturație al dintelui (pe înălțimea efectivă a creștăturii) este neglijabil (considerând cele două fluxuri aproximativ în fază).

Rezultă deci, (vezi și [3]), că fluxul de scăpări al creștăturilor influențează în special saturația istmului creștăturilor (fig. 1.74 b).

Totul se întâmplă ca și cum această influență (de micșorare a permeanței istmului creștăturii) datorită fluxului transversal al creștăturilor, ar fi echivalentă cu o creștere a lățimii istmului creștăturii de la $a_{s,r}$ ori b_0 (la colivii), la $a''_{s,r}$ ori b''_0 (fig. 1.74 b).

Avînd în vedere că acest cîmp de scăpări se suprapune peste cîmpul magnetic principal în dinți, se poate admite o valoare echivalentă a permeabilității magnetice a dintelui, a cărei expresie, dacă se ține seama și de cîmpul principal în dinți, este :

$$\mu' = \frac{B_{dk}}{\mu_0(H_{dk} + \tilde{I}_p A_N)}, \quad (1.120)$$

în care :

$A_N = A$ este pătura de curent, determinată pentru curentul nominal (relația (1.34)), în A/m ;

$\tilde{I}_p = I_p / I_N$ — valoarea relativă a curentului de pornire. Pentru curentul de pornire I_p , din această relație se poate folosi valoarea estimativă, determinată cu parametrii fără influența saturației magnetice (relația (1.132 a)) ;

B_{dk}, H_{dk} — valoarea critică a inducției magnetice, în T și respectiv valoarea critică a intensității cîmpului magnetic, în A/m. Aceste valori se determină din curba de magnetizare, după cotul de saturație al acesteia, așa cum se indică în figura 1.75. Atît pentru tabla silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate cît și pentru tabla silicioasă laminată la cald :

$$B_{dk} \approx 2,04 \text{ T} ; H_{dk} \approx 300 \cdot 10^2 \text{ A/m.}$$

În felul acesta, pentru a ține seama de influența saturației asupra parametrilor creștăturilor, rezultă că determinarea permeanței specifice de scăpări în creștătură pentru stator λ_{c1s} care intră în formula reactanței de scăpări X_{o1s} , se face după aceleași relații indicate la punctul 1.8.3 A, cu deosebirea că, la numitor în locul lățimii istmului $a_{s,r}$ sau b_0 se vor folosi valorile majorate cu lățim

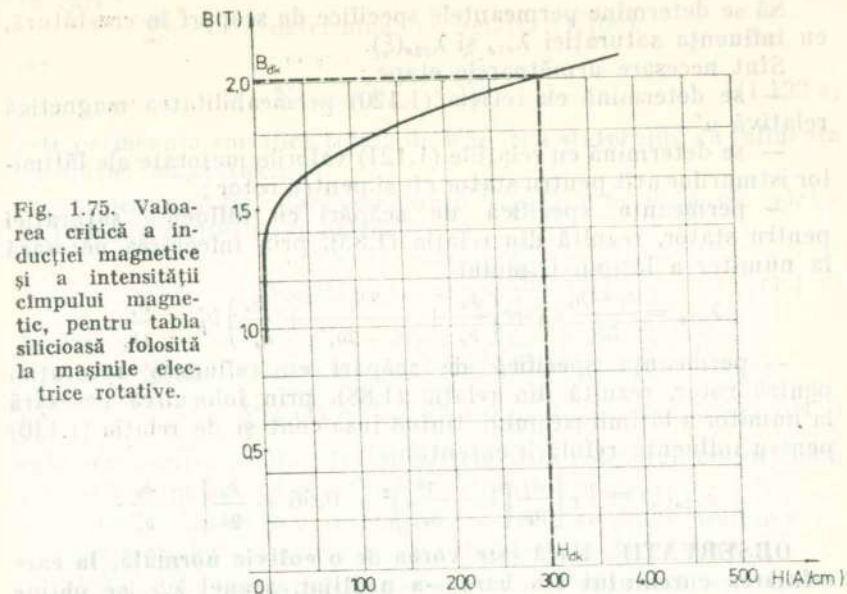


Fig. 1.75. Valoarea critică a inducției magnetice și a intensității cîmpului magnetic, pentru tabla silicioasă folosită la mașinile electrice rotative.

mea dintelui din zona respectivă împărțită cu permeabilitatea magnetică relativă μ' , și anume (vezi fig. 1.74 b) :

$$\begin{aligned} a''_{s,r} &= a_{s,r} + \frac{b_{d0}}{\mu'} ; \\ b''_0 &= b_0 + \frac{b_{d0}}{\mu'} , \end{aligned} \quad (1.121)$$

în care :

b_{d0} — lățimea dintelui în dreptul istmului creștăturii :

$$b_{d0} = l_{1,2} - a_{s,r} \text{ sau } b_{d0} = l_{1,2} - b_0.$$

Pentru rotor, permeanța specifică de scăpări în creștătură, cu influența saturației $\lambda_{c2s}(\xi)$, se determină similar ca la stator însă trebuie avut în vedere, fiind vorba de momentul pornirii motorului, să se considere permeanța creștăturii și cu influența refulării curentului $\lambda_{c2}(\xi)$ (vezi relația (1.110) sau (1.110 a)).

Pentru exemplificare să presupunem că statorul unei mașini asincrone are creștătura de forma indicată în figura 1.52 c, iar rotorul (evident în scurtcircuit, pentru care au sens valorile la pornire), are creștătura de forma indicată în figura 1.54 b.

Să se determine permeanțele specifice de scăpări în creștătură, cu influența saturației λ_{c1s} și $\lambda_{c2s}(\xi)$.

Sînt necesare următoarele etape:

— se determină cu relația (1.120) permeabilitatea magnetică relativă μ' ;

— se determină cu relațiile (1.121) valorile majorate ale lățimilor istmurilor atât pentru stator cît și pentru rotor;

— permeanța specifică de scăpări cu influența saturației pentru stator, rezultă din relația (1.83), prin înlocuirea necesară la numitor a lățimii istmului:

$$\lambda_{c1s} = \frac{h_1 - h_4}{3b_s} k_\beta + \left(\frac{h_2}{b_s} + \frac{3h_3}{b_s + 2a_s''} + \frac{h_5}{a_s''} \right) k_\beta' + \frac{h_4}{4b_s};$$

— permeanța specifică de scăpări cu influența saturației pentru rotor, rezultă din relația (1.88), prin înlocuirea necesară la numitor a lățimii istmului, ținînd însă cont și de relația (1.110) pentru influența refulării curentului:

$$\lambda_{c2s}(\xi) = k_X \left[\frac{h_1}{3b} \left(1 - \frac{\pi b^2}{8s_s} \right)^2 + 0,66 - \frac{b_0}{2b} \right] + \frac{h_5}{b_s''}.$$

OBSERVAȚIE. Dacă este vorba de o colivie normală, la care refularea curentului din bară s-a neglijat, atunci λ_{c2s} se obține fără k_X .

Pentru determinarea influenței saturației magnetice asupra permeanței specifice de scăpări diferențiale [3], [6], se consideră că micșorarea acesteia este echivalentă cu o mărire a întrefierului de la valoarea δ la valoarea $k_{sd}\delta$, unde k_{sd} este coeficientul parțial de saturație magnetică a dinților (vezi relația (1.16) și (1.63 d)).

În felul acesta valorile saturate ale permeanțelor specifice de scăpări diferențiale rezultă:

— pentru stator:

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{sd}}; \quad (1.122)$$

— pentru rotor:

$$\lambda_{d2s} = \frac{\lambda_{d2}}{k_{sd}} \quad (1.122 a)$$

în care λ_{d1} și λ_{d2} sînt date de relațiile (1.95) și respectiv (1.96).

În concluzie, valorile saturate ale reactanțelor de scăpări se determină astfel:

— pentru stator, dacă reactanța $X_{\sigma 1}$ este dată de relația (1.79) sau (1.79 a), se obține:

$$X_{\sigma 1s} = X_{\sigma 1} \frac{\sum \lambda_{1s}}{\sum \lambda_1} [\Omega], \quad (1.123)$$

în care:

$\sum \lambda_{1s}$ este determinat cu relația (1.106),

iar

$$\sum \lambda_{1s} = \lambda_{c1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{f1}, \quad (1.123 a)$$

este permeanța specifică totală de scăpări a statorului, cu influența saturației magnetice;

— pentru rotor, dacă reactanța $X_{\sigma 2}(\xi)$ este dată de relația (1.109) sau (1.109 a), se obține:

$$X_{\sigma 2s}(\xi) = X_{\sigma 2}(\xi) \frac{\sum \lambda_{2s}(\xi)}{\sum \lambda_2(\xi)} [\Omega], \quad (1.124)$$

în care:

$\sum \lambda_{2s}(\xi)$ este determinat cu relația (1.110),

iar

$$\sum \lambda_{2s}(\xi) = \lambda_{c2s}(\xi) + \lambda_{d2s} + \lambda_{f2}, \quad (1.124 a)$$

este permeanța specifică totală de scăpări a rotorului, cu influența refulării curentului din bară și a saturației magnetice.

Valoarea saturată a reactanței rotorului se poate determina și în cazul coliviei normale care nu este afectată de refulare.

Astfel, dacă reactanța $X_{\sigma 2}$ este dată de relația (1.81) sau (1.81 a) se obține:

$$X_{\sigma 2s} = X_{\sigma 2} \frac{\sum \lambda_{2s}}{\sum \lambda_2} [\Omega], \quad (1.124 b)$$

în care:

$\sum \lambda_{2s}$ este determinat cu relația (1.106) (pentru rotor),

iar

$$\sum \lambda_{2s} = \lambda_{c2s} + \lambda_{d2s} + \lambda_{f2}, \quad (1.124 c)$$

este permeanța specifică totală de scăpări a rotorului numai cu influența saturației magnetice.

În cazul creștăturilor închise, influența saturației magnetice rețulă direct din relațiile (1.89) și (1.92), dacă în locul curentului I_b se ia curentul din bare la pornire $I_{bp} = \frac{I_p}{I_N} I_b$.

Reactanța utilă sau de magnetizare, determinată cu relația (1.105) ține cont și de saturația circuitului magnetic prin curentul de magnetizare, care depinde de t.m.m. a circuitului.

Se va avea în vedere însă, că așa cum arată și calculele, luarea în considerație a influenței saturației, are sens, în general numai la valori mari ale curentului adică, la calculul curentului de pornire, cînd acestea se determină pentru tensiunea nominală (cazul porni-

rii prin cuplare directă la rețea). Influența saturației asupra caracteristicilor de pornire cu tensiune redusă și asupra caracteristicilor de funcționare ale motoarelor la regimul nominal, este mică și de aceea se neglijează.

1.8.6. RAPORTAREA PARAMETRILOR ROTORULUI LA STATOR

Pentru determinarea caracteristicilor mașinii asincrone pe baza ecuațiilor de funcționare și schemei echivalente, este necesară raportarea parametrilor înfășurării rotorului la înfășurarea statorului.

Relațiile de raportare sînt următoarele :

— pentru rotorul bobinat :

$$R'_2 = R_2 \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \right)^2 \text{ și } X'_{\sigma 2} = X_{\sigma 2} \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \right)^2; \quad (1.125)$$

— pentru rotorul în scurtcircuit ținînd cont că $m_2 = Z_2$; $w_2 = \frac{1}{2}$ și $k_{w2} = 1$:

$$R'_2 = R_2 \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2} \text{ și } X'_{\sigma 2} = X_{\sigma 2} \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2}; \quad (1.125 \text{ a})$$

$$R'_2(\xi) = R_2(\xi) \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2} \text{ și } X'_{\sigma 2}(\xi) = X_{\sigma 2}(\xi) \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2};$$

$$X'_{\sigma 2s}(\xi) = X_{\sigma 2s}(\xi) \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2} \text{ și } X'_{\sigma 2s} = X_{\sigma 2s} \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2}.$$

Toate valorile parametrilor sînt în Ω .

1.8.7. PARAMETRII MAȘINII ASINCRONE, ÎN UNITĂȚI RELATIVE

Parametrii mașini asincrone în unități relative se determină prin împărțirea valorii acestora, în Ω , cu impedanța nominală

$$Z_N = \frac{U_{1N}}{I_{1N}}$$

în care U_{1N} și I_{1N} , sînt tensiunea nominală de fază și curentul nominal de fază.

Se obțin astfel :

— pentru stator :

$$r_1 = \frac{R_1}{Z_N}; \quad x_{\sigma 1} = \frac{X_{\sigma 1}}{Z_N} \text{ și } x_m = \frac{X_m}{Z_N}; \quad (1.126)$$

— pentru rotor :

$$r'_2 = \frac{R'_2}{Z_N} \text{ și } x'_{\sigma 2} = \frac{X'_{\sigma 2}}{Z_N} \text{ — fără refulare ; } \quad (1.126 \text{ a})$$

$$r'_2(\xi) = \frac{R'_2(\xi)}{Z_N} \text{ și } x'_{\sigma 2}(\xi) = \frac{X'_{\sigma 2}(\xi)}{Z_N} \text{ — cu refulare ; } \quad (1.126 \text{ b})$$

— pentru stator și rotor, cu influența saturației :

$$x_{\sigma 1s} = \frac{X_{\sigma 1s}}{Z_N} \text{ și } x_{\sigma 2s}(\xi) = \frac{X_{\sigma 2s}(\xi)}{Z_N} [\text{u.r.}]. \quad (1.126 \text{ c})$$

OBSERVAȚII. 1. Exprimarea parametrilor rotorului în valori raportate are marele avantaj că permite o comparare a parametrilor statorului cu ai rotorului. Se observă astfel că valorile raportate ale parametrilor rotorului (fără influența refulării) sînt apropiate de cele ale statorului, adică :

$X'_{\sigma 2}$ este apropiat de $X_{\sigma 1}$;

și

R'_2 este apropiat de R_1 .

2. Utilizarea exprimării parametrilor în unități relative, are avantajul practic foarte important, că permite compararea parametrilor unor mașini chiar de puteri diferite și ușurează totodată exprimarea caracteristicilor, deoarece nu necesită introducerea unităților de măsură uzuale.

Pentru mașinile normale, orientativ

$$x_{\sigma 1} = 0,07 \div 0,15 \text{ u.r.}$$

iar r_1 este mult mai mică la mașinile peste 50 kW (de ordinul sutimilor).

Aceste limite, ca elemente de comparație, permit uneori o apreciere prealabilă a performanțelor mașinii în raport cu altele deja executate și verificate experimental.

1.9. CALCULUL CARACTERISTICILOR MAȘINII ASINCRONE CU PARAMETRI CONSTANȚI

Sînt considerate mașini cu *parametri constanți* mașinile asincrone cu rotorul bobinat și cu rotorul în scurtcircuit cu colivie normală ai căror parametri nu sînt afectați de refulare. Dacă, chiar în cazul coliviei normale, se ia în considerație fenomenul

de refulare atunci parametrii sînt *variabili* (cu alunecarea), caracteristicile determinîndu-se similar ca la mașina cu bare înalte.

În cazul mașinilor cu parametri constanți, caracteristicile de pornire și funcționare se pot determina prin două metode: analitică și grafo-analitică (diagrama cercului).

1.9.1. METODA ANALITICĂ

Se va avea în vedere, în primul rînd, schema echivalentă pe fază, a mașinii asincrone, cu circuitul de magnetizare scos la borne, reprezentată în figura 1.63 și în care:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1};$$

$$\underline{Z}'_2 = \frac{R'_2}{s} + jX'_{\sigma 2}; \quad (1.127)$$

$$c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m};$$

R_m — rezistența circuitului de magnetizare, corespunzătoare pierderilor în fier;

X_m — reactanța utilă a circuitului de magnetizare (v. relația (1.105)).

În cazul în care cele două elemente în paralel R_m și X_m ale impedanței de magnetizare (fig. 1.63 a) se înlocuiesc cu două elemente în serie R_0 și X_0 (fig. 1.63 b), atunci:

$$\underline{Z}_0 = R_0 + jX_0 \quad (1.128)$$

în care rezultă:

$$R_0 = \frac{R_m X_m^2}{R_m^2 + X_m^2}; \quad X_0 = \frac{R_m^2 X_m}{R_m^2 + X_m^2}. \quad (1.128 a)$$

În cele mai multe cazuri însă $R_m \gg X_m$ și deci se poate scrie:

$$R_0 \approx \frac{X_m^2}{R_m}; \quad X_0 \approx X_m. \quad (1.128 b)$$

În acest caz rezultă:

$$c_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_0} = c_1 e^{-j\alpha}$$

sau cu bună aproximație

$$c_1 \approx c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m}.$$

De asemenea, în cazul în care trebuie să se considere influența refulării sau a saturației, atunci în relațiile (1.127), se folosesc parametrii corespunzători.

De exemplu, pentru saturația magnetică,

$$\underline{Z}_{1s} = R_1 + jX_{\sigma 1s};$$

$$\underline{Z}'_{2s} = \frac{R'_2}{s} + jX'_{\sigma 2s}; \quad (1.127 b)$$

$$c_{1s} \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1s}}{X_m}.$$

A. Curentul de funcționare în gol, în funcție de componenta activă I_{0a} și reactivă I_{0r} , rezultă:

$$I_0 = I_{0a} + jI_{0r} = I_{0a} + jI_{0r} \quad (1.129)$$

sau în modul:

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} \text{ [A]}, \quad (1.129 a)$$

în care:

$$I_{0a} = \frac{P_{Fe} + P_{mec} + P_e + P_{e10}}{m_1 U_1} \text{ [A]}, \text{ este componenta activă a cu-}$$

rentului de funcționare în gol, corespunzătoare pierderilor în fier la funcționarea în gol P_{Fe} (principale și suplimentare), pierderilor mecanice totale P_{mec} (prin frecare în lagăre și cu aerul), pierderilor datorită autoventilației P_e (în ventilatorul propriu) și pierderilor electrice în stator la funcționarea în gol $P_{e10} = m_1 R_1 I_0^2$ (pentru $I_0 \approx I_{0r}$). Aceste pierderi se determină ca în vol. I, cap. 6 și în exemplul de calcul;

$I_{0r} = I_\mu$ — componenta reactivă (de magnetizare) a curentului de funcționare în gol, determinat cu relația (1.67).

— Defazajul curentului de funcționare în gol față de tensiunea la borne, se obține din relația :

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0}. \quad (1.130)$$

B. Curentul de scurtcircuit I_{1k} la tensiunea de alimentare U_1 , se calculează pe baza ecuației solenațiilor mașinii asincrone ținând cont și de schema din figura 1.63 în care, pentru $s = 1$, se folosesc următoarele notații :

— dacă nu se ia în considerație influența saturației magnetice :

$$R_k = c_1 R_1 + c_1^2 R_2' [\Omega]; \quad (1.131)$$

$$X_k = c_1 X_{\sigma 1} + c_1^2 X_{\sigma 2}' [\Omega];$$

— dacă se ține cont și de influența saturației magnetice (pentru U_1 nominal, când curenții de scurtcircuit sînt mari) :

$$R_k = c_{1s} R_1 + c_{1s}^2 R_2' [\Omega]; \quad (1.131 a)$$

$$X_{ks} = c_{1s} X_{\sigma 1s}' + c_{1s}^2 X_{\sigma 2s}' [\Omega].$$

Cum se știe, din ecuația solenațiilor mașinii asincrone rezultă

$$I_{1k} = I_0 - I_{2k}, \quad (1.132)$$

sau în modul :

$$I_{1k} = \sqrt{(I_{0a} + I_{2ka}')^2 + (I_{\mu} + I_{2kr}')^2} [\text{A}]. \quad (1.132 a)$$

Din schema echivalentă reprezentată în figura 1.63 se observă că, în modul, curentul din secundarul schemei echivalente reale (în T), în valori raportate este :

$$I_{2k}' = c_1 I_{2k}'' [\text{A}], \quad (1.132 b)$$

în care :

$$I_{2k}'' = \frac{U_1}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} [\text{A}],$$

este curentul de scurtcircuit din circuitul secundar al schemei echivalente cu circuitul de magnetizare scos la borne, raportat de primar.

Cele două componente ale curentului secundar sînt :

— componenta activă :

$$I_{2ka}' = I_{2k}' \cos \varphi_{2k} = c_1 I_{2k}'' \cos \varphi_{2k} [\text{A}]; \quad (1.132 c)$$

— componenta reactivă :

$$I_{2kr}' = I_{2k}' \sin \varphi_{2k} = c_1 I_{2k}'' \sin \varphi_{2k} [\text{A}],$$

în care :

$$\cos \varphi_{2k} = \frac{R_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} \text{ și } \sin \varphi_{2k} = \frac{X_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}}.$$

— Defazajul curentului de scurtcircuit față de tensiunea primară (și deci factorul de putere la scurtcircuit) se obține din relația :

$$\cos \varphi_k = \frac{I_{0a} + I_{2ka}'}{I_{1k}}. \quad (1.133)$$

La motorul asincron cu rotorul în scurtcircuit (cu colivie normală), curentul de scurtcircuit calculat pentru U_1 nominal (cu reactanțele saturate), este curentul de pornire al mașinii care se compară cu valoarea impusă prin tema de proiectare sau prin norme, cele două valori trebuind să fie apropiate.

OBSERVAȚIE. De obicei valorile factorilor de putere, la funcționarea în gol și în scurtcircuit, sînt cuprinse în limitele :

$$\cos \varphi_0 = 0,07 \div 0,15;$$

$$\cos \varphi_k = 0,12 \div 0,25 \text{ (pentru coliviile normale);}$$

$\cos \varphi_k = 0,25 \div 0,5$ (pentru coliviile cu bare înalte și duble), cărora le corespund unghiurile : $\varphi_0 \approx 80^\circ \div 85^\circ$; $\varphi_k \approx 75^\circ \div 85^\circ$ și $\varphi_k = 60^\circ \div 75^\circ$.

Aceasta înseamnă (vezi și fig. 1.76) că I_0 și I_{1k} se pot considera aproximativ în fază, astfel încît se poate spune că relația (1.132) este valabilă și pentru valorile absolute, adică :

$$I_{1k} \approx I_0 + I_{2k}'. \quad (1.132 d)$$

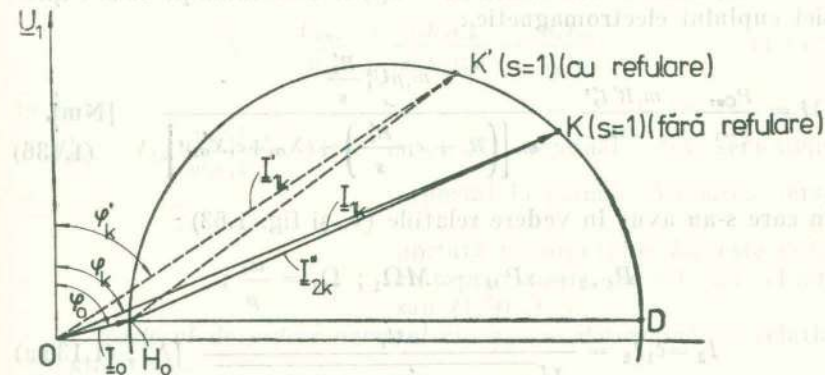


Fig. 1.76. Diagrama cercului mașinii asincrone, cu evidențierea curentului de funcționare în gol și în scurtcircuit.

C. Caracteristicile de funcționare și de pornire (cele de pornire, pentru rotorul cu colivie) ale motorului asincron, cu parametrii constanți, mai importante sînt:

— caracteristica mecanică naturală $M = f(s)$ și curentul absorbit $I_1 = f(s)$;

— cuplul de pornire M_p și curentul de pornire I_p (pentru rotorul în scurtcircuit);

— cuplul maxim M_m și alunecarea critică s_m ;

— alunecarea nominală s_N și factorul de putere nominal $\cos \varphi_N$.

— Curentul absorbit $I_1(s)$, în modul, se determină cu o relație similară cu relația (1.132 a):

$$I_1(s) = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2a})^2 + (I_{\mu} + I'_{2\mu})^2} \quad [\text{A}], \quad (1.134)$$

în care, curentul secundar raportat la primar al schemei echivalente reale $I'_2 = c_1 I''_2$ are componentele (în funcție de s):

$$\begin{aligned} \text{— activă: } I'_{2a} = I'_2 \cos \varphi_2 &= \frac{U_1 \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}; \\ (1.135) \end{aligned}$$

$$\text{— reactivă: } I'_{2r} = I'_2 \sin \varphi_2 = \frac{U_1 (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}.$$

— Caracteristica mecanică $M = f(s)$ se determină pe baza expresiei cuplului electromagnetic:

$$M = \frac{P_{Cu2}}{s \Omega_1} = \frac{m_1 R'_2 I'^2_{2N}}{s \Omega_1} = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R'_2}{s}}{\omega_1 \left[\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2 \right]} \quad [\text{Nm}], \quad (1.136)$$

în care s-au avut în vedere relațiile (v. și fig. 1.63):

$$P_{Cu2} = s P_M = s M \Omega_1; \quad \Omega_1 = \frac{\omega_1}{p};$$

$$I'_2 = c_1 I''_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}} \quad [\text{A}]; \quad (1.136 \text{ a})$$

P_M este puterea electromagnetică a mașinii, în VA;

$\omega_1 = 2\pi f_1$ [rad/s] este pulsația curentului de alimentare;

$\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2\pi n_1}{60}$ [rad/s] este viteza unghiulară a cîmpului

magnetic învîrtitor (cunoscînd că $f_1 = \frac{pn_1}{60}$ Hz, cu n_1 în rot/min).

Cuplul de pornire, la motorul cu colivie normală în rotor, fără refulare, rezultă din relația (1.136) pentru valoarea $s = 1$ (în caz că se consideră U_1 nominal, atunci se folosesc reactanțele saturate $X_{\sigma 1s}$ și $X'_{\sigma 2s}$):

$$M_p = \frac{m_1 p U_1^2 R'_2}{\omega_1 [(R_1 + c_1 R'_2)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2]} \quad [\text{Nm}]. \quad (1.137)$$

— Alunecarea critică s_m , este dată de relația:

$$s_m = \pm \frac{c_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}}. \quad (1.138)$$

— Cuplul maxim M_m , rezultă din relația (1.136) în care se înlocuiește s cu s_m :

$$M_m = \pm \frac{pm_1 U_1^2}{2c_1 \omega_1 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}]} \quad [\text{Nm}]. \quad (1.139)$$

În expresiile lui s_m și M_m , semnul (+) corespunde funcționării mașinii în regim de motor, iar semnul (−) în regim de generator.

— Alunecarea nominală s_N se determină cu relația:

$$s_N = \frac{P_{Cu2}}{P_M} = \frac{m_1 R'_2 I'^2_{2N}}{m_1 E_1 I'^2_{2N}} = \frac{R'_2 I'^2_{2N}}{k_E U_1}, \quad (1.140)$$

în care:

$I'_{2N} = I_{2N} \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}}$, este curentul nominal din secundar, raportat la primar. Valoarea nera-

portată a curentului I_{2N} este dată cu aproximație de relațiile (1.50) sau (1.50 a).

— Factorul de putere nominal $\cos \varphi_N$, se determină cu relația aproximativă:

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{0a} + I'_{2aN}}{I_{1N}}, \quad (1.141)$$

aproximația constind în faptul că atât I'_{2N} cât și I_{1N} sunt determinate cu relațiile (1.135) și (1.134) în funcție de s_N , care la rândul lui, prin I_{2N} , depinde de o serie de mărimi evaluate inițial tot aproximativ (k_I , η , $\cos \varphi$). Oricum însă, aceste valori pentru s_N și $\cos \varphi_N$ se pot considera mult mai apropiate de valorile reale, ponderea avînd-o, în acest caz, parametrii reali ai mașinii folosiți în relații.

Valorile, obținute pentru M_p , M_m și $\cos \varphi_N$ trebuie să fie comparate cu valorile impuse prin tema de proiectare sau prin normele în vigoare. În caz că abaterile sînt mai mari decît limitele admise, se vor lua măsuri, prin schimbarea dimensiunilor mașinii și deci a parametrilor, de corelare între ele a valorilor impuse cu cele obținute prin calcule.

În vederea comparării (a determinării rapoartelor M_p/M_N și M_m/M_N), se menționează că valoarea cuplului nominal M_N , rezultă din relația:

$$M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{P_N}{\frac{2\pi n_N}{60}} = \frac{60P_N}{2\pi n_N} \quad [\text{Nm}], \quad (1.142)$$

în care:

$n_N = (1 - s_N)n_1$ [rot/min], este turația nominală;

P_N — se introduce în W, sau cu relația (1.136), pentru $s = s_N$, adică:

$$M_N = \frac{m_1 p U_1^2 \frac{R'_2}{s_N}}{\omega_1 \left[\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2 \right]} \quad [\text{Nm}], \quad (1.142 a)$$

s_N , fiind cel obținut cu relația (1.140).

1.9.2. METODA GRAFO-ANALITICĂ (DIAGRAMA CERCULUI)

Diagrama cercului se folosește în special pentru determinarea caracteristicilor de funcționare fiind, uneori, preferată în practică față de metoda analitică.

Pentru trasarea diagramei cercului se folosesc parametrii din schema echivalentă a mașinii cu circuitul de magnetizare scos la borne, reprezentată în figura 1.63, parametrii a căror semnificație este dată de relațiile (1.127), (1.128) și (1.131).

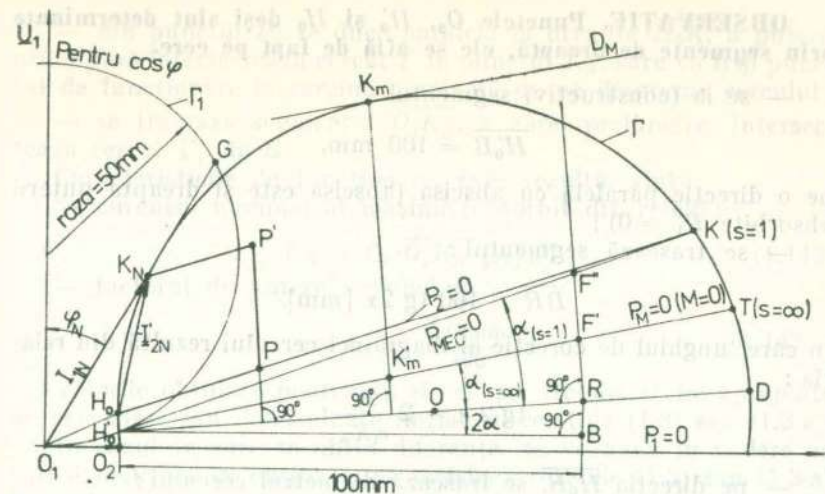


Fig. 1.77. Construcția diagramei cercului, la mașina asincronă cu parametrii constanți.

Construcția diagramei cercului, reprezentată în figura 1.77 se face astfel:

— se determină diametrul cercului:

$$D_c = \frac{U_1}{X_f} \quad [A];$$

— se alege scara curentului C_I , în A/mm, astfel încît, diametrul cercului să rezulte între limitele 180 ÷ 250 mm, adică:

$$\frac{D_c}{C_I} = 180 \div 250 \quad [\text{mm}].$$

Aceste limite conduc la o precizie suficientă a mărimilor determinate din diagrama cercului;

— se determină scara puterii active:

$$C_p = m_1 U_1 C_I \cdot 10^{-3} \quad [\text{kW/mm}];$$

— se trasează segmentele:

$$\overline{O_1 O_2} = \frac{I_{\mu}}{C_I} \quad [\text{mm}]; \quad \overline{O_2 H'_0} = \frac{P_{Fe} + P_{e10}}{C_p} \quad [\text{mm}];$$

$$\overline{O_2 H_0} = \frac{P_{Fe} + P_{e10} + P_{mec} + P_r}{C_p} \quad [\text{mm}];$$

OBSERVAȚIE. Punctele O_2 , H'_0 și H_0 deși sînt determinate prin segmente de dreaptă, ele se află de fapt pe cerc.

— se ia (constructiv) segmentul:

$$\overline{H'_0B} = 100 \text{ mm},$$

pe o direcție paralelă cu abscisa (abscisa este și dreapta puterii absorbite $P_1 = 0$);

— se trasează segmentul:

$$\overline{BR} = 100 \operatorname{tg} 2\alpha \text{ [mm]},$$

în care, unghiul de corecție al diagramei cercului rezultă din relația:

$$\operatorname{tg} 2\alpha = 2 \frac{R_1}{c_1 X_m};$$

— pe direcția $\overline{H'_0R}$, se trasează diametrul cercului:

$$\overline{H'_0D} = \frac{D_c}{C_l} \text{ [mm]};$$

— cu centrul în O se trasează cercul Γ ;

— se trasează segmentele:

$$\overline{RF'} = 100 \operatorname{tg} \alpha_{(s=\infty)} \text{ și } \overline{RF''} = 100 \operatorname{tg} \alpha_{(s=1)},$$

în care:

$$\operatorname{tg} \alpha_{(s=\infty)} \approx \frac{c_1 R_1}{X_k} \text{ și } \operatorname{tg} \alpha_{(s=1)} \approx \frac{R_k}{X_k};$$

— pe direcția $\overline{H'_0F'}$, se trasează dreapta $\overline{H'_0T}$, a puterii electromagnetice ($P_M = 0$) sau a cuplului electromagnetic ($M = 0$), iar pe direcția $\overline{H'_0F''}$ se trasează dreapta $\overline{H'_0K}$, a puterii mecanice ($P_{mec} = 0$);

— se trasează dreapta $\overline{H_0K}$, a puterii utile ($P_2 = 0$);

— se duce dreapta D_M paralelă cu $\overline{H'_0T}$ și tangentă la cerc în punctul K_m . Se trasează apoi segmentul $\overline{K_m K'_m}$;

— cu diametrul de 100 mm, pe ordonată (raza = 50 mm), se trasează cercul Γ_1 pentru $\cos \varphi$.

Determinarea principalelor caracteristici de funcționare din diagrama cercului (fig. 1.77) se face astfel:

— se trasează, perpendicular pe diametru, segmentul:

$$\overline{PP'} = \frac{P_N}{C_p} \text{ [mm]};$$

— din punctul P' se duce paralela la dreapta $\overline{H_0K}$, a puterii utile, pînă intersectează cercul Γ în punctul K_N , care va fi și punctul de funcționare la sarcină nominală de pe diagrama cercului;

— se trasează segmentul $\overline{O_1 K_N}$, a cărei prelungire, intersectează cercul Γ_1 , în G .

Caracteristicile de funcționare, care rezultă, sînt:

— curentul nominal al mașinii (absorbit din rețea):

$$I_{1N} = C_l \cdot \overline{O_1 K_N} \text{ [A]}; \quad (1.143)$$

— factorul de putere nominal:

$$\cos \varphi_{N_1} = \frac{\overline{O_1 G} \text{ (mm)}}{100}. \quad (1.143 a)$$

Valorile obținute pentru I_N și $\cos \varphi_N$, trebuie să fie apropiate de cele alese sau determinate inițial cu relațiile (1.3) sau (1.3 a).

În cazul în care se obțin diferențe, se va avea în vedere ca totuși noile valori obținute, să satisfacă relațiile (1.3) sau (1.3 a) (considerînd că randamentul η_N nu diferă prea mult). Dacă diferențele sînt ceva mai mari, încît nu satisfac aproximativ relațiile (1.3) sau (1.3 a) (pentru randamentul η considerat inițial), este posibil ca și valoarea calculată a randamentului să difere de cea aleasă inițial.

De aceea, în acest caz, aplicarea relațiilor (1.3) sau (1.3 a) se face pentru valorile exacte ale lui $\cos \varphi_N$ și η_N , rezultate din calcul cu relația (1.143a) și respectiv după calculul pierderilor și randamentului mașinii (vezi vol. I — cap. 6 — și exemplul de calcul).

În orice caz, valorile considerate ca reale și definitive sînt cele rezultate din diagrama cercului. Dacă există diferențe ale valorii curentului nominal, față de valoarea determinată inițial cu relația (1.3) sau (1.3 a), atunci se reconsideră calculele mărimilor afectate de $I_N(A, J_1, I_\mu \text{ [%] etc.})$;

— capacitatea de supraîncărcare:

$$k_M = \frac{M_m}{M_N} = \frac{\overline{K_m K'_m}}{\overline{PP'}}, \quad (1.144)$$

care trebuie să fie apropiată de valoarea impusă prin temă;

— curentul secundar nominal, raportat la stator este

$$I'_{2N} = \overline{H_0 K_N} \cdot C_l \text{ [A]},$$

apoi, cu ajutorul relațiilor de raportare se determină curentul nominal de fază, din secundar:

$$I_{2N} = \frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}} I'_{2N} \text{ [A]}. \quad (1.145)$$

În mod normal, această valoare trebuie să fie apropiată de cea determinată anterior cu relațiile (1.50) sau (1.50 a); ea se consideră valoare definitivă și dacă diferă de cea anterioară se recalculează, ca și la stator, mărimile afectate (J_2 , P_{Cu2} etc.).

Celelalte mărimi de funcționare: η_N , s_N , pierderile etc., se pot determina și ele din diagrama cercului; totuși valorile lor obținute pe cale analitică sînt mai precise.

1.9.3. DIMENSIONAREA COLIVIEI ÎN SCURT-CIRCUIT NORMALĂ, ÎN FUNCȚIE DE VALORILE IMPUSE

Cum s-a arătat (v. paragraful 1.6.2), dimensionarea înfășurării rotorului s-a făcut pornind de la valoarea admisibilă a densității de curent din conductor. S-au calculat apoi pentru materialul conductorului și geometria creștăturii stabilite, parametrii rotorului (v. paragraful 1.8), iar în paragrafele 1.9.1 și 1.9.2, s-au determinat caracteristicile motorului, valorile obținute comparîndu-se cu cele impuse prin temă.

Acest mod de lucru este oarecum mai comod pentru proiectare, urmînd același raționament ca și pentru înfășurarea statorului, însă necesită o anumită experiență în acest domeniu, mai ales la stabilirea geometriei creștăturii, cînd este vorba de luarea în considerație a valorilor impuse pentru caracteristici.

Din această cauză, sînt frecvente cazurile cînd, pentru încadrarea în limitele impuse a valorilor calculate ale caracteristicilor de pornire sau de funcționare, este necesară refacerea odată sau de mai multe ori a dimensiunilor mașinii și creștăturilor (deci a parametrilor), ceea ce constituie un dezavantaj esențial al metodei.

De aceea, este uneori mai indicat să se pornească la dimensionarea înfășurărilor de la valorile impuse pentru caracteristicile de pornire și de funcționare.

Astfel, dacă sînt impuse atît caracteristicile de pornire cît și cele de funcționare, se constată că se poate obține un sistem de ecuații cu relațiile (1.132 a), (1.137), (1.139) și (1.140) sau (1.141), în care necunoscutele sînt R_1 , $X_{\sigma 1}$, R_2' și $X_{\sigma 2}'$.

Aceasta înseamnă că dimensionarea întregii mașini (statorul și rotorul) este subordonată respectării stricte a caracteristicilor, urmînd ca eventualele iterații (întoarceri, pentru schimbări de dimensiuni) să fie cerute de încadrarea în limite a solicitărilor electromagnetice. Dacă se ține seama de faptul că valorile parametrilor sînt influențate atît de dimensiunile înfășurării (w , s_{Cu} , l_{med} etc.) cît și ale miezului magnetic (geometria creștăturii)

rezultă că și această corelare, între diferitele dimensiuni, impune o experiență de proiectare cel puțin egală cu cea din prima metodă de lucru, care pornea de la solicitările electromagnetice (A , B_s , J).

Pe de altă parte trebuie avut în vedere că dintre caracteristicile de funcționare se impune, de regulă, doar cuplul maxim M_m , celelalte caracteristici (alunecarea nominală și factorul de putere nominal) nefiind strict limitate; se tinde însă ca valorile lor să fie cît mai bune.

Reiese astfel că nu întotdeauna se poate constitui sistemul de ecuații menționat și deci determina valorile tuturor parametrilor.

De aceea, pentru rotorul în scurtcircuit cu colivie normală (fără refulare), se folosește, de obicei, metoda dimensionării coliviei rotorului, pornind de la valorile impuse pentru caracteristicile de pornire (M_p și I_p); se face apoi verificarea încadrării în limite a solicitărilor electrice (densitatea de curent).

Dimensionarea înfășurării statorului, făcîndu-se prin metoda obișnuită, a respectării solicitărilor electromagnetice, înseamnă că valorile parametrilor statorului R_1 și $X_{\sigma 1}$ sînt determinate din aceste condiții; de încadrarea în limite a caracteristicilor impuse se ține seama la alegerea solicitărilor electromagnetice și a geometriei creștăturii (tipul creștăturii și dimensiunile istmului).

Valorile parametrilor rotorului (raportați la stator) R_2' și $X_{\sigma 2}'$ se obțin, în acest caz, din sistemul de ecuații dat de relațiile (1.132) și (1.137) ale curentului și respectiv cuplului de pornire.

Pentru simplificare însă, fără a afecta precizia determinărilor se va avea în vedere observația de la paragraful 1.9.1 pe baza căreia a rezultat relația (1.132 d).

Această relație servește la stabilirea raportului în care se găsește curentul de pornire absorbit de motor (din înfășurarea statorului) $I_p = I_{1k}$, impus prin temă și curentul de scurtcircuit din rotor raportat la stator (pentru circuitul de magnetizare scos la borne) I_{2k}'' (curentul real $I_{2p}' = c_1 I_{2k}''$).

Astfel, dacă se consideră, în medie, că:

$$I_p = (4,5 \div 6) I_N$$

și

$$I_{\mu} = (30 \div 40) \% \cdot I_N,$$

din relațiile (1.132 d) și (1.132 b), rezultă:

$$I_{2p}' = I_{2k}'' = c_1 I_{2k}'' \approx (0,9 \div 0,94) I_p, \quad (1.146)$$

valorile mai mici fiind pentru mașinile de puteri mici, iar cele mari pentru mașinile de puteri mari.

În concluzie, reiese că pentru dimensionarea coliviei rotorului, din caracteristicile de pornire M_p și I_p sînt necesare următoarele etape:

- se determină din relația (1.146) curentul I'_{2k} ;
- avînd valorile lui M_p și I'_{2k} impuse, cu relațiile (1.132 b) și (1.137), se formează un sistem ale cărui necunoscute sînt R'_2 și $X_{\sigma 2}$;
- prin intermediul coeficientului de raportare, se determină din relațiile (1.125 a) valorile reale ale parametrilor rotorului R_2 și $X_{\sigma 2}$;
- în funcție de calitatea materialului stabilit pentru colivie, rezultă din relațiile (1.78) și (1.78 a) secțiunea barei s_b și a inelului s_e , considerînd cu suficientă aproximație că $R_b \approx (0,7 \div 0,8) \cdot R_2$;
- se verifică cu relațiile (1.52 a și b) încadrarea în limite ale densităților de curent;
- se alege forma secțiunii conductorului (barei), rotundă sau dreptunghiulară, rezultînd dimensiunile barei și ale creștăturii rotorului (pentru coliviile turnate dimensiunile creștăturii sînt aceleași ca ale barei, iar pentru cele sudate se prevede un joc de $0,2 \div 0,3$ mm necesar introducerii barei în creștătură);
- se stabilește geometria creștăturii (forma și dimensiunile istmului) și ale coliviei (partea frontală), făcîndu-se o primă determinare, cu relațiile (1.81) sau (1.81 a) a reactanței $X_{\sigma 2}$; dacă valoarea obținută este apropiată de cea rezultată din sistemul rezolvat, înseamnă că dimensionarea coliviei este bine făcută, iar dacă diferențele sînt mari se acționează asupra factorilor respectivi (dimensiunile barei, în limitele secțiunii determinate, sau ale istmului creștăturii) pînă cînd se obține apropierea dorită.

OBSERVAȚIE. Dacă valorile impuse pentru caracteristicile de pornire M_p și I_p corespund tensiunii nominale U_{1N} , atunci se va avea în vedere să se lucreze cu reactanțele $X_{\sigma 1s}$ și $X'_{\sigma 2s}$ saturate. Trecerea de la valorile nesaturate la cele saturate se face cu ajutorul relațiilor (1.123) pentru reactanța statorului și (1.124 b) pentru reactanța rotorului.

Deoarece din rezolvarea sistemului de ecuații constituit cu valorile impuse ale caracteristicilor de pornire, rezultă reactanța saturată a rotorului $X_{\sigma 2s}$, în estimările preliminare pentru dimensionarea coliviei, se poate adopta orientativ, dacă este necesar $X_{\sigma 2s} \approx (0,75 \div 0,85) X_{\sigma 2}$; relația finală de legătură între acestea însă, cu care se efectuează calculele definitive este relația (1.124 b).

1.10. CALCULUL CARACTERISTICILOR MAȘINI ASINCRONE CU PARAMETRI VARIABILI

În această categorie intră motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit, avînd colivia cu bare înalte sau colivie dublă, care au parametri R_2 și $X_{\sigma 2}$ afectați de refularea curentului din bare, deci variabili, în funcție de alunecare. Cum, în perioada pornirii alunecarea variază de la $s = 1$, la $s = s_N$ ($s_N = 0,02 \div 0,05$), rezultă că și frecvența din rotor $f_2 = sf_1$ și deci refularea curentului din bare, variază de la o valoare maximă pentru $s = 1$, la o valoare minimă pentru funcționarea nominală.

Teoretic ar trebui ca fiecărei valori a alunecării s să i se asocieze valorile corespunzătoare ale parametrilor afectați $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$, lucru care ar îngreuna foarte mult calculele necesare.

Practic însă, se constată, că la valori mici ale alunecării, influența refulării este atît de mică încît se poate neglija.

De aceea, în funcție de intensitatea refulării curentului din barele rotorului, intervalul de pornire se împarte, așa cum s-a mai menționat (v. paragraful 1.8.4), în două etape:

- *etapa de pornire* pentru $s_m < s < 1$, cînd parametri sînt afectați de refulare;
- *etapa de funcționare*, pentru $s \leq s_m$, cînd refularea se neglijează și deci parametri R_2 și $X_{\sigma 2}$ nu mai sînt afectați de aceasta.

Este evident că din etapa de pornire cel mai mult interesează cazul cînd $s = 1$, pentru care se definesc și se impun caracteristicile de pornire, iar din etapa de funcționare cazurile $s = s_m$ căreia îi corespunde cuplul maxim (deci capacitatea de supraîncărcare) și $s = s_N$, căreia îi corespunde regimul nominal de funcționare.

1.10.1. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU COLIVIE CU BARE ÎNALTE

Ca și la colivia normală, dimensionarea coliviei cu bare înalte se poate face în două moduri:

- pornind de la solicitările electrice (densitatea de curent) urmată de verificarea caracteristicilor de pornire și funcționare;
- pornind de la caracteristicile de pornire și funcționare impuse, urmată de verificarea solicitărilor electrice.

A. *Calculul caracteristicilor de pornire și funcționare*, pentru colivia dimensionată în funcție de solicitările electrice (v. paragraful 1.6.2), se face folosind metoda analitică sau grafo-analitică

menționată, evident avându-se în vedere, cele două categorii de caracteristici impuse, corespunzătoare celor două etape: de pornire și de funcționare.

Pe de altă parte trebuie luată în considerație și tensiunea pentru care se indică aceste caracteristici, în funcție de modul în care se face pornirea și anume:

— dacă pornirea se face cu ajutorul mijloacelor de pornire (Y/Δ , autotransformator, tensiune redusă etc.) cu scopul reducerii curentului de pornire, atunci determinarea caracteristicilor de pornire se face cu parametrii $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$ afectați numai de refulare (v. paragraful 1.8.4);

— dacă pornirea se face prin conectarea directă la tensiunea nominală, când curentul de pornire are valori mari $I_p = (4,5 \div 6,5) I_N$, determinarea caracteristicilor de pornire se face cu parametrii $R_2(\xi)$, $X_{\sigma 2}(\xi)$ și $X_{\sigma 1s}$, afectați și de refulare și de saturația magnetică a miezului (v. paragrafele 1.8.4 și 1.8.5).

Caracteristicile de funcționare însă, se determină întotdeauna cu parametrii R_2 , $X_{\sigma 2}$, R_1 și $X_{\sigma 1}$ calculați fără nici un fel de influență a refulării sau saturației (v. paragraful 1.8.2 și 1.8.3).

În cele ce urmează, se va avea în vedere, așa cum se indică de altfel și în norme, cazul în care determinarea caracteristicilor atît de pornire cît și de funcționare se face pentru tensiunea nominală (pentru pornirea prin conectarea directă la rețea); se va da însă atenție deosebită în acest caz, atunci cînd caracteristicile de pornire astfel determinate trebuie recalculate pentru alte valori ale tensiunii de alimentare (în funcție de metoda folosită pentru pornire) întrucît acestea depind nu numai de tensiunea U_1 ci, așa cum s-a arătat și de influența saturației magnetice, care pentru $U_1 < U_{1N}$ se neglijează.

Pentru calculul caracteristicilor motorului asincron la tensiunea nominală, avînd rotorul cu colivie cu bare înalte, sînt necesare următoarele etape:

— se determină, conform paragrafelor 1.8.2 și 1.8.3, parametrii R_1 , $X_{\sigma 1}$, R_2 și $X_{\sigma 2}$, fără influența refulării și saturației;

— se determină, conform paragrafului 1.8.4, parametrii $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2}(\xi)$, cu influența refulării curentului din bară;

— se determină apoi, conform paragrafului 1.8.5, parametrii $X_{\sigma 1s}$ și $X_{\sigma 2s}(\xi)$, cu influența atît a refulării curentului cît și a saturației magnetice;

— se efectuează, conform paragrafului 1.8.6, raportarea parametrilor rotorului la stator, obținîndu-se R'_2 , $X'_{\sigma 2}$, $R'_2(\xi)$ și $X'_{\sigma 2s}(\xi)$ (dacă este necesară și $X'_{\sigma 2}(\xi)$).

Caracteristicile de pornire se calculează cu relații similare cu (1.132 a) și (1.137), însă cu parametrii afectați de refulare și de saturație. Astfel:

— curentul de pornire:

$$I_p = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2pa})^2 + (I_{\mu} + I'_{2pr})^2} \quad [A] \quad (1.147)$$

în care:

$$I'_{2p} = c_{1s} I''_{2p} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} \quad [A], \quad (1.147 a)$$

este curentul de pornire din secundarul schemei echivalente, raportat la primar, cu componentele (v. și relațiile (1.135)):

— activă:

$$I'_{2pa} = I_{2p} \frac{R_1 + c_{1s} R'_2(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} \quad [A]; \quad (1.147 b)$$

— reactivă:

$$I'_{2pr} = I_{2p} \frac{X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi))^2}} \quad [A]; \quad (1.147 c)$$

unde, pentru c_{1s} , v. relațiile (1.127 b);

— cuplul de pornire:

$$M_p = \frac{m_1 R'_2(\xi) I'^2_{2p}}{\Omega_1} = \frac{m_1 p U_1^2 R'_2(\xi)}{\omega_1 [(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2s}(\xi))^2]} \quad [Nm]. \quad (1.148)$$

OBSERVAȚIE. Dacă pornirea se face cu mijloace de pornire (care reduc curentul de pornire și deci efectul saturației), atunci se determină mai întîi caracteristicile de pornire I_{pN} și M_{pN} (pentru U_1 nominal) cu aceleași relații (1.147) și (1.148) însă cu parametrii fără influența saturației ($X_{\sigma 1}$ și $X'_{\sigma 2}(\xi)$ în loc de $X_{\sigma 1s}$ și $X'_{\sigma 2s}(\xi)$), după care se recalculează valorile reale ale lui I_p și M_p (pentru valoarea redusă a tensiunii), în funcție de mijlocul de pornire utilizat.

Pentru exemplificare se consideră că un motor asincron de exemplu cu conexiunea înfășurării primare în triunghi se proiectează cu rotorul în colivie cu bare înalte, urmînd să i se determine caracteristicile de pornire.

— Dacă pornirea se face prin conectare directă la rețea atunci I_p și M_p , se obțin cu relațiile (1.147) și (1.148) pentru parametrii afectați și de refulare și de saturația magnetică.

— Dacă pornirea se face prin metoda Y/Δ , atunci caracteristicile de pornire reale, pentru conexiunea inițială în Y se determină astfel:

— se calculează mai întâi I_{pN} și M_{pN} pentru U_1 nominal, cu relațiile (1.147) și (1.148) însă cu parametrii afectați numai de refulare:

$$R_1, X_{\sigma 1}, R'_2(\xi) \text{ și } X'_{\sigma 2}(\xi) \text{ și cu } c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m};$$

— se recalculează apoi caracteristicile de pornire reale ținând cont că tensiunea pe fază la conexiunea inițială în Y se reduce în raportul $1/\sqrt{3}$, rezultând:

$$I_{pY} = \frac{I_{pN}}{\sqrt{3}}; \quad M_{pY} = \frac{M_{pN}}{3}.$$

Cum se observă, dacă recalculearea caracteristicilor reale de pornire s-ar fi făcut plecând de la I_p și M_p , corespunzătoare pornirii prin conectare directă la rețea, rezultatele erau afectate de faptul că se lua în considerație și saturația magnetică care, în cazul pornirii la tensiune redusă (conexiune Y), este neglijabilă.

Valorile caracteristicilor de pornire astfel determinate, se compară cu cele impuse prin temă sau prin norme; dacă abaterile se încadrează în limitele admisibile, mașina este bine dimensionată, iar dacă nu se încadrează, se acționează în sensul apropierii valorilor, prin schimbarea fie numai a dimensiunilor și geometriei creștăturilor, fie și a dimensiunilor mașinii și înfășurărilor.

Caracteristicile de funcționare, se calculează similar ca și în cazul coliviei normale, având grijă să se lucreze cu parametrii $R_1, X_{\sigma 1}, R'_2$ și $X'_{\sigma 2}$ fără influența refurării și saturației, întrucât alunecarea este mică ($s \leq s_m$), iar curenții sînt apropiați de valoarea nominală.

Rezultă astfel că determinarea acestora se poate face fie prin metoda analitică cu relațiile (1.138), (1.139), (1.140) și (1.141), fie prin metoda grafo-analitică cu ajutorul diagramei *cercului de funcționare* (sau de lucru), construit, evident, cu parametrii fără influența refurării și fără influența saturației magnetice.

Se remarcă faptul că în acest caz, uneori se preferă metoda diagramei cercului de lucru ca fiind mai practică.

Valorile caracteristicilor de funcționare astfel determinate, se compară, ca și cele de pornire cu valorile impuse prin temă sau prin norme. În cazul că abaterile sînt mai mari decît cele

admisibile se acționează în sensul dorit, prin schimbări de dimensiuni fie numai la creștături, fie și ale mașinii; aceste schimbări însă, se vor corela în mod obligatoriu și cu valorile caracteristicilor de pornire.

B. *Dimensionarea coliviei în scurtcircuit, cu bare înalte*, în funcție de valorile impuse caracteristicilor de pornire și funcționare și verificarea acestora la solicitările electrice (densitatea de curent), deși are la bază același principiu ca și colivia normală diferă totuși de aceasta, datorită faptului că în acest caz intervine influența fenomenului de refulare asupra parametrilor rotorului. Avînd două perechi de valori pentru parametrii rotorului, cu refulare și fără refulare, rezultă că va trebui să se folosească tot două perechi de valori impuse pentru caracteristici. Pe de altă parte, ca și în cazul coliviei normale, trebuie considerată sau nu (în funcție de valoarea tensiunii U_1) și influența saturației magnetice asupra parametrilor (pentru U_1 nominal, întotdeauna apare și efectul saturației).

Cele două perechi de caracteristici cu valori impuse sînt:

— caracteristicile de pornire M_p și I_p , din care rezultă parametrii $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2s}(\xi)$, cu refulare și saturație (pentru U_1 nominal);

— caracteristicile de funcționare M_m și s_N sau $\cos \varphi_N$, din care rezultă parametrii R_2 și $X_{\sigma 2}$, neafectați de refulare și saturația magnetică.

Pe baza celor menționate, reiese că, pentru dimensionarea coliviei cu bare înalte (cu refulare), sînt necesare următoarele etape (se consideră cazul cînd valorile caracteristicilor impuse corespund lui U_N , adică apare și saturația magnetică):

— se determină din relația (1.146) curentul I'_{2p} ;

— se determină cu relația (1.123), valoarea saturată a reacțanței statorului $X_{\sigma 1s}$;

— avînd perechea de valori impuse (M_p și I'_{2p}), cu relațiile (1.147 a) și (1.148), se formează un sistem, ale cărui necunoscute sînt $R'_2(\xi)$ și $X'_{\sigma 2s}(\xi)$;

— prin intermediul coeficientului de raportare se determină din relațiile (1.125 a) valorile reale ale parametrilor rotorului cu influența refurării și saturației $R_2(\xi)$ și $X_{\sigma 2s}(\xi)$;

— din relația (1.108) se determină rezistența barei cu refulare, considerînd cu suficientă aproximație că, inițial, se poate estima (relație orientativă):

$$k_R R_b \approx (0.9 \div 0.92) R_2(\xi). \quad (1.149)$$

În mod similar se poate estima, dacă este necesar și raportul în care se găsesc valorile saturată și nesaturată ale reactanței rotorului, relație amintită informativ și în observația de la sfârșitul paragrafului 1.9.3:

$$X_{\sigma 2s}(\xi) \approx (0,75 \div 0,85) X_{\sigma 2}(\xi); \quad (1.149 a)$$

— avînd cea de a doua pereche de valori impuse pentru caracteristicile de lucru M_m și s_N sau $\cos \varphi_N$, cu relațiile (1.139) și (1.140) sau (1.141), se formează un alt sistem ale cărui necunoscute sînt R'_2 și $X'_{\sigma 2}$, fără refulare și fără saturația magnetică (se utilizează de asemenea reactanța $X_{\sigma 1}$ nesaturată);

— prin intermediul coeficientului de raportare, se determină din relațiile (1.125 a) valorile parametrilor rotorului R_2 și $X_{\sigma 2}$ neafectate de refulare și saturație. Avînd pe R_2 , rezistența R_b a barei (fără refulare), rezultă din relațiile aproximative:

— cînd inelul de scurtcircuitare este din același material ca și bara:

$$R_b \approx (0,7 \div 0,8) R_2; \quad (1.150)$$

— cînd rezistivitatea inelului este mai mică decît a barei (de exemplu inel de cupru și bare de alamă):

$$R_b \approx (0,9 \div 0,95) R_2; \quad (1.150 a)$$

— în funcție de calitatea materialului din care se face colivia pentru valorile lui R_2 și R_b obținute, rezultă, din relațiile (1.78 a) secțiunea barei s_b și a inelului de scurtcircuitare s_i ;

— se verifică cu relațiile (1.52 a și b), încadrarea în limite ale densităților de curent;

— din raportul valorilor obținute cu relațiile (1.149) și (1.150), rezultă coeficientul echivalent de majorare al rezistenței barei rotorului datorită refulării k_R , iar cu ajutorul relației (1.111) se determină coeficientul k_r de majorare a rezistenței barei, pe porțiunea activă. După cum se știe (v. relațiile (1.112), (1.113) și (1.114)) din valoarea lui k_r , rezultă înălțimea h a barei și deci, pentru s_b determinat, dimensiunile barei și ale creștăturii (pentru coliviile turnate dimensiunile creștăturii sînt aceleași ca ale barei, iar pentru coliviile sudate se prevede un joc de $0,2 \div 0,3$ mm, necesar introducerii barei în creștătură);

— din compararea celor două valori obținute pentru reactanța $X_{\sigma 2s}(\xi)$ și $X_{\sigma 2}$ și ținînd cont de relația (1.149 a) se obțin indicații orientative și asupra coeficientului k_x , respectiv k_x de micșorare a reactanței, datorită refulării curentului din bară;

— se stabilește geometria creștăturii (forma și dimensiunile istmului) și ale coliviei după care se calculează valorile parametrilor rotorului R_2 , $X_{\sigma 2}$, $R_2(\xi)$, $X_{\sigma 2}(\xi)$ și $X_{\sigma 2s}(\xi)$, comparîndu-se cu cele obținute din ecuațiile formate cu valorile caracteristicilor impuse.

Dacă diferențele sînt mari se acționează asupra dimensiunilor și geometriei creștăturii (mai rar asupra dimensiunilor mașinii) pînă cînd se obține apropierea dorită.

După stabilirea definitivă a dimensiunilor coliviei și creștăturii se determină valorile exacte ale parametrilor, cu ajutorul cărora se calculează din nou caracteristicile de pornire și funcționare ale mașinii.

OBSERVAȚIE. Cele menționate în acest paragraf despre colivia cu bare înalte sînt valabile și pentru celelalte tipuri de colivii cu refulare (trapezoidale și speciale), particularitățile prezentate fiind legate de modul în care se determină influența refulării curentului din bară, asupra parametrilor.

1.10.2. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU COLIVIE DUBLĂ

Cum s-a menționat (v. paragraful 1.6.1 B) colivia dublă se utilizează la puteri mai mari decît celelalte tipuri de colivii, datorită reunirii caracteristicilor bune atît la pornire cît și la funcționare. Aceasta deoarece, dispunînd în rotor de două înfășurări „înfășurarea de pornire“ p cu rezistență mare și reactanță de scăpări mică și „înfășurarea de lucru“ l , cu rezistență mică și cu reactanța de scăpări mare, se pot atinge valori ale coeficientului de majorare a rezistenței k_r mult mai mari decît la rotorul cu bare înalte. La viteze de rotație mici (alunecări mari) înfășurarea de lucru conduce un curent relativ mic din cauza reactanței de scăpări mari, iar înfășurarea de pornire cu reactanță de scăpări mică, conduce un curent relativ mare, astfel că motorul pornește cu un cuplu de pornire mare.

La viteze de rotație mari, apropiate de cea nominală (alunecări mici) reactanța de scăpări dispăre ($f_2 = s_N f_1 \approx 0$), astfel că repartiția curentului din rotor pe cele două înfășurări este dictată de rezistențele înfășurărilor, adică prin înfășurarea de lucru trece un curent mare, iar prin cea de pornire trece un curent mic. Deci la rotoarele cu colivie dublă, la viteze mici, curentul este refulat în barele superioare; din această cauză și motoarele cu colivie dublă pot fi considerate ca făcînd parte dintre motoarele cu refularea curentului.

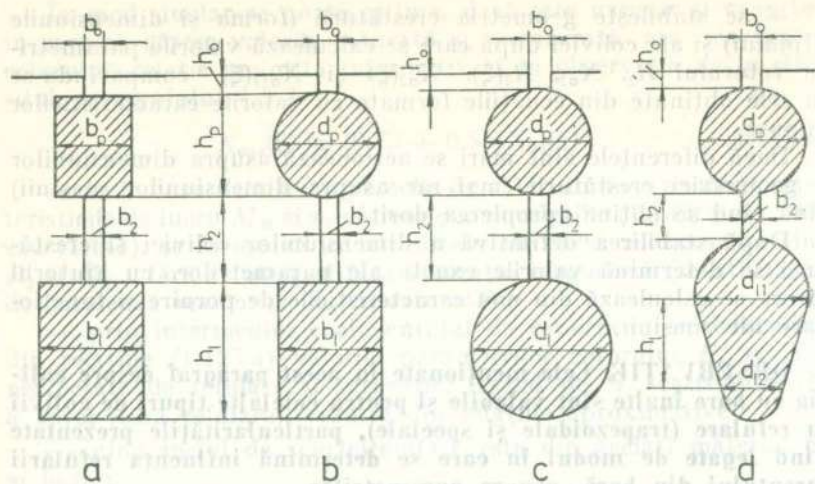


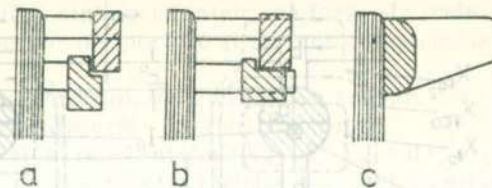
Fig. 1.78. Formele cele mai utilizate ale creștăturilor, pentru rotorul în scurtcircuit cu dublă colivie.

Formele cele mai utilizate ale creștăturilor pentru dubla colivie sînt cele indicate în figura 1.78. Forma din figura 1.78 d, se utilizează în cazul cînd înfășurarea se execută prin turnare din aluminiu.

Cum se vede reactanța de dispersie redusă a coliviei de pornire (superioară) față de cea de lucru sau de funcționare (inferioară), se realizează în primul rînd, prin forma, care se dă celor două părți ale creștăturii. Partea de sus pe care o vom denumi creștătură superioară (vezi fig. 1.78), se face, cel mai frecvent, rotundă (formă de minimă reactanță) iar partea de jos, pe care o vom denumi creștătură inferioară se face dreptunghiulară sau rotundă. Creștătura inferioară este legată de cea superioară cu un canal îngust, care asigură creștăturii inferioare o reactanță de dispersie mare.

În al doilea rînd, diferența de reactanță de dispersie dintre cele două creștături este asigurată printr-un fenomen de rereflectare a curentului între cele două colivii. Creștătura inferioară este înălțuită de cea mai mare parte din fluxul creștăturii superioare, care, în loc să se închidă prin însăși creștătura sau prin istmul dintre creștături, se închide în majoritate pe drumul de minimă reluctanță al jugului rotorului, înconjurînd astfel ambele creștături, pe cînd creștătura superioară este înălțuită numai de o mică parte din fluxul creștăturii inferioare, flux care se închide, în cea mai mare parte, pe dedesubtul creștăturii superioare, adică pe

Fig. 1.79. Forme constructive pentru inelele de scurtcircuitare, în cazul dublei colivii.



drumul canalului lung și îngust dintre cele două creștături (h_2/b_2 , din fig. 1.78), a cărui reluctanță este mai mică decît a istmului h_0/b_0 .

Capetele barelor de pornire p și de lucru l , pot fi legate între ele prin inele de scurtcircuitare separate sau comune, așa cum se indică în figura 1.79. Deoarece etapele de intervenție ale celor două colivii sînt diferite, rezultă că, la pornire, încălzirea barelor p , este mult mai mare decît a barelor l și invers în funcționare, ceea ce face ca dilatățile barelor să se facă diferit. Din această cauză, în mod normal, cele două colivii se prevăd cu inele de scurtcircuitare, separate (fig. 1.79 a și b); inelul de scurtcircuitare comun (fig. 1.79 c) se face de obicei, în cazul coliviilor turnate din aluminiu cînd odată cu coliviile se toarnă și cele două inele.

Calculul caracteristicilor motorului asincron cu colivie dublă se poate face pornind de la schema echivalentă cu circuitul de magnetizare școs la borne, sub forma cea mai completă, indicată în figura 1.80, în care, semnificațiile parametrilor, din rotor, în conformitate și cu figura 1.81 sînt următoarele:

R'_p , X'_{cp} , R'_l și X'_{cl} , sînt rezistențele și reactanțele de scăpări raportate la stator, ale coliviei de pornire (p), respectiv de lucru (l). Fiecare pereche de valori este asociată unui singur curent: R'_p și X'_{cp} — curentului I'_p , iar R'_l și X'_{cl} — curentului I'_l ;

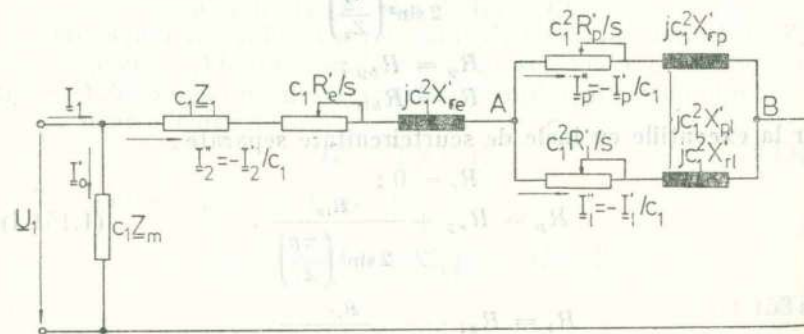


Fig. 1.80. Schema echivalentă, cu circuitul de magnetizare școs la borne, a mașinii asincrone cu colivie dublă.

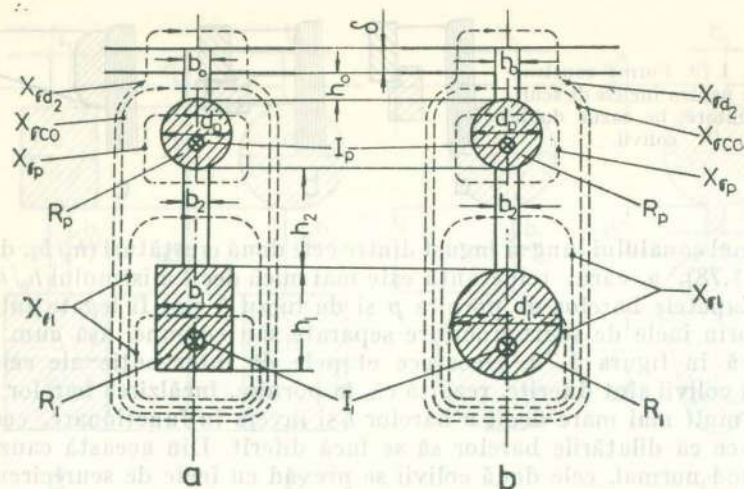


Fig. 1.81. Rezistențele și reactanțele de dispersii, pentru colivia dublă.

R'_e și X'_{oe} — rezistența și reactanța de scăpări, raportate la stator, comună ambelor înfășurări din rotor, asociate deci curentului total din rotor raportat la stator $I'_2 = I'_l + I'_p$;

X'_{pl} — reactanța, raportată la stator, corespunzătoare inducției mutuale dintre înfășurările p și l .

Rezistența comună R_e și rezistențele R_p și R_l , de fază, depind de construcția inelelor de scurtcircuitare ale înfășurărilor rotorului. Astfel la execuțiile cu inele de scurtcircuitare comune se consideră:

$$R_e = \frac{R_l}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)}; \quad (1.151)$$

$$R_p = R_{bp};$$

$$R_l = R_{bl};$$

iar la execuțiile cu inele de scurtcircuitare separate:

$$R_e = 0;$$

$$R_p = R_{bp} + \frac{R_{ip}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)}; \quad (1.151 a)$$

$$R_l = R_{bl} + \frac{R_{li}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)},$$

în care R_l , $R_{lp(l)}$, R_{bp} și R_{pl} , sînt rezistențele, pe fază, ale inelului sau inelelor și respectiv barelor de pornire și de lucru, determinate cu relațiile (1.78 a).

Reactanța comună X_{oe} , corespunde fluxului de scăpări secundar, înălțuit cu cele două înfășurări (colivii) din rotor.

Atît valoarea ei, cît și a reactanțelor X_{op} și X_{ol} , de fază, depind, ca și rezistențele, de construcția inelelor de scurtcircuitare ale înfășurărilor rotorului.

Astfel (vezi și fig. 1.81), la execuțiile cu inele de scurtcircuitare comune se consideră:

$$\begin{aligned} X_{oe} &= X_{od2} + X_{oc0} + X_{of2}; \\ X_{op} &= X_{ocp}; \\ X_{ol} &= X_{ocl}, \end{aligned} \quad (1.152)$$

iar la execuțiile cu inelele de scurtcircuitare separate:

$$\begin{aligned} X_{oe} &= X_{od2} + X_{oc0} \\ X_{op} &= X_{ocp} + X_{ofp} \\ X_{ol} &= X_{ocl} + X_{ofl}, \end{aligned} \quad (1.152 a)$$

în care:

- X_{od2} este reactanța de scăpări diferențiale, a rotorului;
- X_{oc0} — reactanța de scăpări a istmului comun ambelor creștături (h_0 , b_0);
- X_{of2} — reactanța de scăpări în părțile frontale, a coliviilor cu inel comun;
- $X_{ocp(l)}$ — reactanța de scăpări corespunzătoare porțiunii din creștătură a coliviei de pornire (p) sau de lucru (l);
- $X_{ofp(l)}$ — reactanța de scăpări în părțile frontale, a coliviei de pornire (p), sau de lucru (l).

Impedanța echivalentă a rotorului Z_E (în valori raportate Z'_E) între punctele AB ale ramificației din schema reprezentată în figura 1.80, se obține din ecuațiile curentilor și tensiunilor:

— pentru curenți:

$$I'_2 = I'_p + I'_l; \quad (1.153)$$

— pentru tensiunea între A și B :

$$Z'_E I'_2 = \left(\frac{R'_p}{s} + jX'_{op} \right) I'_p + jX'_{pl} I'_l \quad (1.153 a)$$

și

$$Z'_E I'_2 = \left(\frac{R'_l}{s} + jX'_{ol} \right) I'_l + jX'_{pl} I'_p.$$

Dacă se folosesc notațiile :

$$\begin{aligned} R' &= R_p' + R_l'; \\ X' &= X_{pp}' + X_{ll}'; \\ X_{pp}' &= X_{op}' - X_{pl}'; \\ X_{ll}' &= X_{ol}' - X_{pl}', \end{aligned} \quad (1.154)$$

din rezolvarea sistemului de ecuații format cu relațiile (1.153) și (1.153 a) se obține :

$$\underline{I}_p'' = \frac{\frac{R_l'}{s} + jX_{ll}'}{\frac{R'}{s} + jX'} \underline{I}_2''; \quad \underline{I}_l'' = \frac{\frac{R_p'}{s} + jX_{pp}'}{\frac{R'}{s} + jX'} \underline{I}_2''. \quad (1.155)$$

Înlocuind acești curenți într-una din ecuațiile date de relațiile (1.153 a) și dacă se scrie impedanța echivalentă sub forma :

$$\underline{Z}_E' = \frac{R_E'}{s} + jX_E',$$

după separarea părții reale de cea imaginară, se obține :

$$R_E' = \frac{R_p'R_l'R' + s^2(R_p'X_{ll}'^2 + R_l'X_{pp}'^2)}{R'^2 + s^2X'^2} \quad (1.156)$$

și

$$X_E' = \frac{(R_p'X_{ol}' + R_l'X_{op}')R' - R_p'R_l'X' + s^2(X_{op}'X' - X_{pp}'^2)X'}{R'^2 + s^2X'^2}.$$

Cu aceste notații schema echivalentă din figura 1.80, se poate pune sub forma reprezentată în figura 1.82.

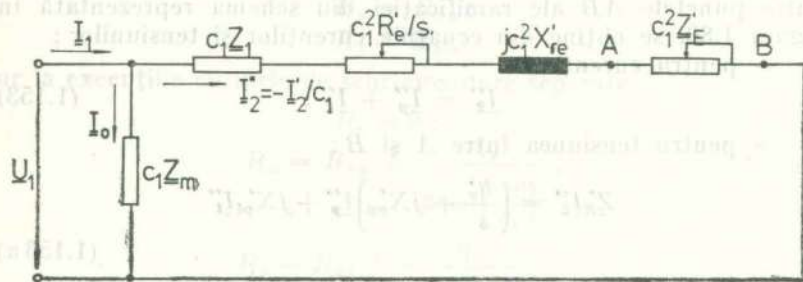


Fig. 1.82. Varianta simplificată a schemei echivalente din figura 1.80.

Dacă, în continuare, pentru impedanța totală a rotorului se folosește notația :

$$\underline{Z}_2' = \frac{R_2'}{s} + jX_{o2}' \quad (1.157)$$

cu

$$R_2' = R_e' + R_E' \quad (1.157 a)$$

$$X_{o2}' = X_{oe}' + X_E',$$

atunci, printr-o nouă simplificare, schema echivalentă a motorului asincron cu dublă colivie devine cea reprezentată în figura 1.63.

În felul acesta, este posibil, ca determinarea caracteristicilor de pornire și funcționare ale motorului asincron cu dublă colivie, să se facă cu aceleași relații analitice ca ale motorului cu colivie normală și bare înalte.

Astfel, curentul de pornire se calculează cu relația (1.132 a), iar cuplul de pornire cu relația (1.137), cînd nu se iau în considerație refularea curentului în bara de lucru și saturația magnetică ; cînd se au în vedere și aceste influențe atunci curentul de pornire se determină cu relația (1.147), iar cuplul de pornire cu relația (1.148) (se va ține cont că saturația magnetică modifică atât pe X_{o1} de la stator cît și pe X_{oe}' de la rotor).

Caracteristicile de funcționare se determină cu relațiile (1.138), (1.139), (1.140) și (1.141) ; se are în vedere însă, că în acest caz (la alunecări mici $s \leq s_m$) distribuția curenților în cele două colivii este dictată numai de rezistențele acestora, ca în curent continuu. Valorile parametrilor care intervin deci în regimul de lucru, cu care se determină caracteristicile de funcționare, se obțin din relațiile (1.156), în care pentru $X_{EC}'/R_{EC}' \geq 4$, valoare obișnuită, se neglijează termenii X_{op}', X_{pl}' și cu s^2 și anume [5] :

$$R_{EC}' = \frac{R_p'R_l'}{R_p' + R_l'}; \quad (1.158)$$

$$X_{EC}' = \left(\frac{R_p'}{R_p' + R_l'} \right)^2 X_{ol}',$$

(dacă $X_{EC}'/R_{EC}' < 4$, atunci se neglijează decît termenii cu s^2) iar parametrii impedanței totale a rotorului (vezi relațiile (1.157) și (1.157 a)) vor fi :

$$R_2' = R_e' + R_{EC}' \quad \text{și} \quad X_{o2}' = X_{oe}' + X_{EC}'. \quad (1.158 a)$$

În acest caz, la funcționare, relațiile de determinare a curenților din bare sînt (vezi și relația (1.53)) :

$$I_{2N} = I_l + I_p;$$

$$I_p R_p = I_l R_l,$$

din care se obțin :

$$I_l = I_{2N} \frac{R_p}{R_p + R_l}$$

și

$$I_p = I_{2N} \frac{R_l}{R_p + R_l}, \quad (1.159)$$

unde :

$$I_{2N} = I_{2N}' \frac{2m_1 w_1 k_{sc1}}{Z_2},$$

iar

$$I_{2N}'' = c_1 I_{2N}'.$$

Rezultă astfel curenții I_p și I_l , pentru funcționarea nominală, cu ajutorul cărora se calculează densitățile de curent din colivii și inelele de scurtcircuitare respective.

Curentul I_p se poate determina din relația (1.136 a) pentru alunecarea nominală, parametrii echivalenți ai rotorului R_2' și X_{2c}' , fiind obținuți cu relațiile (1.158 a). De asemenea, drept curent nominal din rotor se poate considera și cel determinat cu relațiile (1.50) sau (1.50 c), a cărui valoare trebuie să fie apropiată de cea determinată cu relația (1.136 a).

La începutul paragrafului, s-a menționat că, în cazul rotorului cu dublă colivie, se pot atinge valori ale coeficientului de majorare a rezistenței k_r , mult mai mari decît la rotorul cu bare înalte. Într-adevăr, definind

$$k_r = \frac{R_E}{R_{EC}} = \frac{R_E'}{R_{EC}'}$$

și

$$k_x = \frac{X_E'}{X_{EC}'} = \frac{X_E'}{X_{EC}'}$$

în care R_E' și X_E' sînt cei din relațiile (1.156) iar R_{EC}' și X_{EC}' din relațiile (1.158) și analizînd cele două expresii obținute în funcție de raportul X_{EC}/R_{EC} se constată următoarele :

— coeficientul k_r devine maxim pentru $\frac{R_p}{R_l} \approx \frac{X_{EC}}{R_{EC}};$

— coeficientul k_r maxim, al rotorului cu colivie dublă, este întotdeauna mai mare decît al rotorului cu bare înalte echivalent la regimul nominal (cu aceleași valori ale lui R_{EC} și X_{EC});

— pentru $X_{EC}/R_{EC} < 6$, k_x este mai mic decît al rotorului cu bare înalte echivalent, iar pentru $X_{EC}/R_{EC} > 6$, k_x este mai mare.

În concluzie, pentru obținerea unui factor de putere cît mai mare posibil, la regimul nominal și o capacitate de supraîncărcare suficientă, raportul X_{EC}/R_{EC} nu trebuie ales prea mare.

Orientativ, se pot considera limitele (fără a fi obligatorii)

$$\frac{X_{EC}'}{R_{EC}'} = 4 \div 8. \quad [(1.160 a)]$$

A. *Determinarea parametrilor coliviei duble*, se face avînd în vedere atît relațiile de calcul stabilite în paragraful 1.8 cît și particularitățile menționate mai sus. De asemeni trebuie ținut cont și de influența celorlalți factori. În special refularea curentului din bară, care depinde în primul rînd, de alunecarea mașinii și în al doilea rînd, de forma și dimensiunile coliviilor.

Astfel, în cazul cînd barele coliviilor sînt dreptunghiulare, se poate considera influența refulării asupra parametrilor, mai ales la colivia de lucru, dacă barele au o înălțime relativ mare, adică la puteri mari. În celelalte cazuri, practic, această influență se poate neglija.

Rezistențele active ale înfășurării rotorului cu dublă colivie, în cazul cînd nu se ține cont de influența refulării curentului din bare, sînt cele indicate în relațiile (1.151) și (1.151 a), determinarea lor făcîndu-se cu relațiile (1.78 a).

Pentru coliviile de forma reprezentată în figura 1.78 a și b cînd $h_l > 1,2$ cm (la colivia de cupru) și $h_l > 1,5$ cm (la colivia din aluminiu), rezistențele, cu influența refulării (pentru $s > s_m$) sînt :

— pentru inele de scurtcircuitare comune (vezi și relațiile (1.151)) :

$$R_e = \frac{R_l}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)}; \quad (1.161)$$

$$R_p = R_{bp};$$

$$R_l(\xi) = k_R R_{bl};$$

— pentru inele de scurtcircuitare separate (vezi și relațiile (1.151 a));

$$R_e = 0;$$

$$R_p = R_{lp} + \frac{R_{lp}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)}; \quad (1.161 \text{ a})$$

$$R_l(\xi) = k_R R_{bl} + \frac{R_{bl}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)}$$

în care, coeficientul echivalent de majorare a rezistenței rotorului k_R se determină ca în paragraful 1.8.4, relațiile (1.111) și (1.112).

Reactanțele înfășurărilor rotorului cu dublă colivie, menționate în schema echivalentă din figura 1.80 și în relațiile (1.152) și (1.152 a) se determină cu relația (1.81) sau (1.81 a). De exemplu:

— reactanța de scăpări diferențiale este:

$$X_{\sigma d2} = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \lambda_{d2} [\Omega];$$

— reactanța de scăpări pe porțiunea din creștătură a coliviei de pornire:

$$X_{\sigma cp} = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \lambda_{cp} [\Omega]$$

și în mod similar pentru fiecare reactanță.

Permeanțele specifice, care intervin, în acest caz, în calculul reactanțelor sînt:

— permeanța specifică a scăpărilor diferențiale λ_{d2} , se determină conform paragrafului 1.8.3 B, relația (1.96); dacă pornirea se face cu U_1 nominal (și pentru $I_p/I_N > 3$), atunci se consideră valoarea saturată a permeanței, obținută cu relația (1.122 a);

— permeanța specifică a scăpărilor prin istmul comun, (fig. 1.78), este:

$$\lambda_{c0} = \frac{h_0}{b_0}, \quad (1.162)$$

cînd pornirea se face la tensiune redusă (fără influența saturației), sau

$$\lambda_{c0s} = \frac{h_0}{b_0''}, \quad (1.162 \text{ a})$$

cînd pornirea se face cu tensiunea U_1 nominală (cu influența saturației), b_0'' fiind determinat cu relațiile (1.121);

— permeanța specifică a scăpărilor frontale λ_{f2} , în cazul coliviilor cu inel comun, se determină cu relația (1.104), avînd în vedere că în aceste cazuri inelul (obținut prin turnarea aluminiului) este de regulă lipit de miezul magnetic;

— permeanța specifică a scăpărilor în creștătură, a coliviei de pornire λ_{cp} este:

— pentru creștătură rotundă:

$$\lambda_{cp} = 0,66; \quad (1.163)$$

— pentru creștătura dreptunghiulară:

$$\lambda_{cp} = \frac{h_p}{3b_p}; \quad (1.163 \text{ a})$$

— permeanța specifică a scăpărilor în creștătură, a coliviei de lucru λ_{cl} , fără refulare, este:

— pentru creștătura din figura 1.78 a:

$$\lambda_{cl} = \frac{h_1}{3b_l} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_p}{b_p}; \quad (1.164)$$

— pentru creștătura din figura 1.78 b:

$$\lambda_{cl} = \frac{h_1}{3b_l} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32. \quad (1.164 \text{ a})$$

Dacă trebuie să se ia în considerație fenomenul de refulare a curentului din bara de lucru ($h_l > 1,2$ cm pentru Cu și $h_l > 1,5$ cm pentru Al), atunci în relațiile (1.164) și (1.164 a), primul termen se înmulțește cu coeficientul de micșorare a reactanței k_X , adică:

— pentru creștătura din figura 1.78 a:

$$\lambda_{cl}(\xi) = k_X \frac{h_1}{3b_l} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_p}{b_p}; \quad (1.164 \text{ b})$$

— pentru creștătura din figura 1.78 b:

$$\lambda_{cl}(\xi) = k_X \frac{h_1}{3b_l} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32 \quad (1.164 \text{ c})$$

în care k_X se determină cu relația (1.111 a);

— pentru creștătura din figura 1.78 c:

$$\lambda_{cl} = 0,66 + \frac{h_2}{b_2} + 1,32; \quad (1.164 \text{ d})$$

— pentru creștătura din figura 1.78 d, conform [10]:

$$\lambda_{cl} \approx 0,66 + \frac{2h_l}{3(d_{11} + d_{12})} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32; \quad (1.164 \text{ c})$$

OBSERVAȚIE. În primii termeni ai relațiilor (1.163 a), (1.164) și (1.164 a, b, c), în mod normal, la numărător, prin h_p și h_l se înțelege înălțimea barelor din creștăturile respective. Deoarece joelul barelor în creștătură, pe înălțime, este mic în comparație cu înălțimea acestora, se poate folosi (prin h_p și h_l), chiar înălțimea creștăturilor.

— permeanța specifică, corespunzătoare inducției mutuale dintre cele două colivii (de pornire și de lucru), λ_{pl} este:

— pentru creștătura coliviei de pornire, rotundă:

$$\lambda_{pl} = \frac{\pi}{4} = 0,785; \quad (1.165)$$

— pentru creștătura coliviei de pornire dreptunghiulară:

$$\lambda_{pl} = \frac{h_p}{2b_p}. \quad (1.165 \text{ a})$$

Parametrii reali ai rotorului cu dublă colivie, astfel determinați se raportează la stator conform paragrafului 1.8.6.

OBSERVAȚII. 1. Termenul „1,32” din relațiile permeanței specifice a scăpărilor în creștătură pentru colivia de lucru, reprezintă contribuția creștăturii de pornire, *circulare*, la permeanța totală de scăpări în creștătură a coliviei inferioare.

Cu o precizie mai mare [4], [5] această permeanță este (vezi fig. 1.78 b, c și d):

$$\lambda = \text{aresin} \sqrt{1 - \left(\frac{b_0}{d_p}\right)^2} \quad (1.166)$$

a cărei valoare pentru limitele $\frac{1}{5} < \frac{b_0}{d_p} < \frac{1}{3}$, cele mai folosite, rezultă: $\lambda \approx 1,32$.

2. Se menționează din nou că afectarea parametrilor de către fenomenul de refulare se consideră numai pentru alunecări mari ($s > s_m$); de asemenea, afectarea acestora de saturația magnetică se consideră numai pentru cazul pornirii prin cuplare directă la rețea (la tensiunea nominală). La funcționarea nominală, efectul ambelor fenomene asupra parametrilor, se neglijează.

B. *Dimensionarea coliviei duble*, în funcție de valorile impuse caracteristicilor de pornire și de funcționare, precum și verificarea acestora la solicitările electrice (densitatea de curent) se face similar ca la rotorul cu bare înalte.

Astfel, cu valorile caracteristicilor de pornire M_p și I_p se determină valorile parametrilor rotorului la pornire, ponderea avînd-o în acest caz colivia de pornire întrucît la alunecări mari refularea curentului din rotor este mare. Dacă determinarea se face pentru tensiunea nominală, atunci se are în vedere că valorile parametrilor, la pornire, sînt afectate și de saturația magnetică (adică se vor folosi $X_{\sigma 1s}$, de la stator și $X'_{\sigma 2s}$ și $X'_{\sigma 0s}$ de la rotor).

Cu valorile caracteristicilor de funcționare M_m și s_N sau $\cos \varphi_N$, se determină valorile parametrilor rotorului la funcționare, ponderea avînd-o în acest caz colivia de lucru, iar parametrii nu sînt afectați nici de refulare nici de saturația magnetică.

Pe baza celor menționate, rezultă că, pentru dimensionarea coliviei duble, în funcție de valorile impuse caracteristicilor pentru U_1 nominal, sînt necesare următoarele etape:

— avînd curentul de pornire I_{1p} impus (se notează și cu indicele „1” pentru a nu se confunda cu I_p din colivia de pornire), se determină mai întîi din relația (1.146), curentul I'_{2p} ;

— avînd perechea de valori impuse (M_p și I'_{2p}) cu relațiile (1.147 a) și (1.148), se formează un sistem, ale cărui necunoscute sînt $R'_{2(s=1)}$ și $X'_{\sigma 2s(s=1)}$ (pentru stator se va lua $X_{\sigma 1s}$);

— prin intermediul coeficientului de raportare se determină din relațiile (1.125 a) valorile reale ale parametrilor rotorului cu influența atît a refulării (dacă este cazul — pentru bare dreptunghiulare) cît și a saturației magnetice $R_{2(s=1)}$ și $X_{\sigma 2s(s=1)}$;

— pe baza relațiilor (1.157 a) și (1.161) sau (1.161 a) se poate scrie:

— cînd inelul de scurtcircuitare este comun:

$$R_E \approx (0,75 \div 0,8) R_{2(s=1)}; \quad (1.167)$$

— cînd inelele de scurtcircuitare sînt separate:

$$R_E = R_{2(s=1)}; \quad (1.167 \text{ a})$$

— avînd cea de a doua pereche de valori impuse, pentru caracteristicile de lucru M_m și s_N sau $\cos \varphi_N$, cu relațiile (1.139) și (1.140) sau (1.141) se formează un alt sistem ale cărui necunoscute sînt R'_2 și $X'_{\sigma 2}$ fără refulare și fără saturația magnetică (se utilizează, de asemenea, reactanța $X_{\sigma 1}$, nesaturată).

În cazul în care s_N sau $\cos \varphi_N$ nu se impun și nici nu se adoptă, atunci din relația (1.139) se determină $X'_{\sigma 2}$ (respectiv $X_{\sigma 2}$), iar

după ce se stabilește $X_{\sigma\sigma}$ (vezi mai jos) și se determină cu relația (1.171 a) X_{EC} , se adoptă raportul X_{EC}/R_{EC} , astfel încît $\cos \varphi$ să fie cît mai mare. Din valoarea raportului rezultă R_{EC} și apoi R_I ;

— prin intermediul coeficientului de raportare, se determină din relațiile (1.125 a) valorile lui R_2 și $X_{\sigma 2}$ la funcționarea nominală;

— cu relațiile (1.167) sau (1.167 a), în funcție de construcția inelului de scurtcircuitare (comun sau separate) se determină rezistența echivalentă R_{EC} , cînd se cunoaște R_2 la $s = s_N$.

Astfel:

— cînd inelul de scurtcircuitare este comun:

$$R_{EC} \approx (0,75 \div 0,8) R_{2(s=s_N)}; \quad (1.168)$$

— cînd inelele de scurtcircuitare sînt separate:

$$R_{EC} = R_{2(s=s_N)}; \quad (1.168 a)$$

— din relațiile (1.157 a) și (1.158), pentru valorile neraportate ale parametrilor și ținînd cont de raportul de mărime dintre aceștia, se poate estima inițial:

$$R_{EC} \approx (0,85 \div 0,9) R_I \quad (1.169)$$

de unde rezultă, valoarea rezistenței R_I .

Avînd pe R_I , se determină rezistența R_{b1} a barei coliviei de lucru, fie cu relația (1.151) pentru cazul în care inelul de scurtcircuitare este comun, fie cu relația (1.150), pentru cazul în care inelele de scurtcircuitare sînt separate (R_I , ca și R_2 , este rezistența pe fază);

— în funcție de calitatea materialului folosit pentru colivia de lucru și de valoarea obținută pentru rezistența barei R_{b1} , se determină din relațiile (1.78 a), secțiunea orientativă s_{b1} a barei;

— se verifică cu relația (1.52) dacă densitatea de curent din bara coliviei de lucru, este în limitele admisibile sau nu.

Astfel:

$$J_{b1} = \frac{I_I}{s_{b1}} \leq J_{\text{admis}}. \quad (1.170)$$

Cum se observă, verificarea încadrării în limite a densității de curent, trebuie făcută în primul rînd pentru colivia de lucru. Valoarea exactă a curentului I_I , se determină cu relațiile (1.159), după definitivarea coliviilor și deci a valorilor rezistențelor R_p și R_I .

Pentru o estimare preliminară însă, se poate considera orientativ:

$$I_I = (0,85 \div 0,9) I_{2N}. \quad (1.170 a)$$

Verificarea, din punct de vedere termic a coliviei de pornire, constă în determinarea capacității termice a acesteia, în funcție de condițiile impuse pornirii de agregatul antrenat [11].

În caz că densitatea nu se încadrează în limite, atunci se impune densitatea în limite și se recalculează secțiunea barei. Se stabilesc apoi definitiv secțiunile și profilele standardizate atît al barelor, cît și a inelelor de scurtcircuitare.

Dacă barele și inelele de scurtcircuitare sînt din același material sau admit densități de curent apropiate, atunci pornind de la relațiile dintre curenții din bare și inelele de scurtcircuitare respective (relația (1.51)) și dintre densitățile de curent admisibile ($J_I \approx 0,75 \cdot J_b$), rezultă secțiunea inelului s_b , în funcție de secțiunea s_b a barei:

$$s_I \approx \frac{s_b}{1,5 \sin\left(\frac{\pi p}{Z_2}\right)} [\text{mm}^2]. \quad (1.170 b)$$

Cu secțiunile obținute din STAS-ul de conductoare se recalculează valorile rezistențelor R_{b1} , R_{I1} și R_I .

Se estimează de asemenea o configurație a părților frontale ale coliviilor, cu dimensiunile exacte, pentru colivia de lucru (sau pentru inelul de scurtcircuitare comun) și cu forma aproximativă, pentru colivia de pornire;

— se stabilește geometria și dimensiunile istmului comun (h_0/b_0), similar ca la colivia normală sau cu bare înalte (vezi paragraful 1.6.2 D), apoi se determină cu relațiile (1.162) sau (1.162 a) permeanțele specifice $\lambda_{\sigma\sigma}$, respectiv $\lambda_{\sigma 2s}$;

— se determină cu relația (1.96), permeanța specifică diferențială λ_{d2} și cu relația (1.122 a) λ_{d2s} (pentru pornirea cu U_1 nominal);

— se determină cu relația (1.104) λ_{2f} , cînd inelul de scurtcircuitare este comun (lipit de miez) sau cu relația (1.104 a) permeanța frontală λ_{f1} , a coliviei de lucru, cînd inelele sînt separate;

— se determină, mai întîi cu relația (1.81 a) reactanțele respective ($X_{\sigma d2}$, $X_{\sigma\sigma 0}$, $X_{\sigma f2}$ sau $X_{\sigma f1}$), apoi, cu relația (1.152) sau (1.152 a), reactanța $X_{\sigma\sigma}$ comună ambelor colivii (atît valoarea saturată cît și nesaturată);

— din relațiile (1.157 a) se determină pentru valoarea lui $X_{\sigma 2(s=1)}$, în cazul pornirii, reactanța echivalentă

$$X_E = X_{\sigma 2(s=1)} - X_{\sigma\sigma}, \quad (1.171)$$

$X_{\sigma\sigma}$, fiind reactanța de scăpări comună, cu influența saturației magnetice (dacă pornirea se face prin cuplarea directă la rețea).

De asemenea, cu relațiile (1.158 a) se poate determina pentru valoarea lui $X_{\sigma 2} (s=s_N)$, la funcționarea nominală, reactanța echivalentă,

$$X_{EC} = X_{\sigma 2(s=s_N)} - X_{\sigma e}, \quad (1.171 a)$$

$X_{\sigma e}$, fiind reactanța comună, fără influența saturației;

— se estimează valorile permeanței specifice ale scăpărilor în creștătură, pentru colivia de pornire λ_{cp} și permeanței specifice corespunzătoare inducției mutuale dintre creștături, λ_{p1} .

În cazul cînd colivia de pornire are creștătură rotundă, valoarea acestora este stabilită de relațiile (1.163) și respectiv (1.165); cînd creștătura coliviei de pornire este dreptunghiulară se extimează mai întîi raportul h_p/b_p (obișnuit $1 \div 2$), apoi cu relațiile (1.163 a) și (1.165 a) rezultă permeanțele respective. Pentru valorile permeanțelor specifice estimate, se determină cu relația (1.81 a) reactanțele $X_{\sigma p}$ și X_{p1} , corespunzătoare;

— avînd toți ceilalți parametri necesari, precum și valorile lui R_E (relațiile (1.167)) și X_E (relația (1.171), cu relațiile (1.156) se formează un sistem în care necunoscutele sînt (pentru parametri neraportați) R_p și $X_{\sigma 1}$. După cum se observă, sistemul este de gradul al treilea cu variabilele neseeparabile, a cărui rezolvare este foarte dificilă.

De aceea, în literatura de specialitate [5], se menționează că în cazul pornirii (cînd se neglijează $X_{\sigma p}$, X_{p1} și R_1) se obțin relațiile aproximative (vezi și fig. 1.80):

$$\begin{aligned} R_p &\approx \frac{R_E^2 + X_E^2}{R_E}; \\ X_{\sigma 1} &\approx \frac{R_E^2 + X_E^2}{X_E}. \end{aligned} \quad (1.172)$$

Ca și în cazul coliviei de lucru, avînd R_p , se determină rezistența R_{bp} a barei coliviei de pornire avînd în vedere relațiile (1.151) sau (1.151 a) și relațiile (1.150) sau (1.150 a);

— în funcție de calitatea materialului folosit pentru colivia de pornire și de valoarea obținută pentru rezistența barei R_{bp} , se determină, din relațiile (1.78 a) secțiunea orientativă s_{bp} a barei, iar cu relația (1.170 b) secțiunea orientativă a inelului de scurtcircuitare.

Se aleg apoi dimensiunile conductoarelor din STAS-ul respectiv, după care se recalculează parametrii obținuți și se definitivează dimensiunile creștăturii și părților frontale ale coliviei de pornire;

— avînd reactanța de scăpări pe fază a coliviei de lucru $X_{\sigma 1}$, se calculează, în funcție de construcția coliviei, din relațiile

(1.152) sau (1.152 a), reactanța $X_{\sigma 1}$ a porțiunii din creștătura coliviei de lucru;

— pentru valoarea obținută a reactanței $X_{\sigma 1}$, din relația (1.81 a) se calculează valoarea corespunzătoare a permeanței specifice a scăpărilor în creștătura coliviei de lucru,

$$\lambda_{c1} = \frac{X_{\sigma 1}}{7,9 f_1 l_1 \cdot 10^{-8}}; \quad (1.173)$$

— din relațiile (1.164) sau (1.164 a, d, e) — în funcție de forma creștăturii și dimensiunea pe înălțime, a barei — se determină raportul h_2/b_2 (v. fig. 1.78), din care, rezultă dimensiunile istmului dintre creștături (h_2 și b_2).

Se definitivează astfel, cu fiecare etapă, forma și dimensiunile creștăturii coliviei duble.

În continuare, după definitivarea creștăturii și dimensiunilor coliviilor, se recalculează valorile tuturor parametrilor, ținînd cont de toți factorii care-i influențează (refularea, saturația magnetică), procedîndu-se apoi la calcularea valorilor definitive ale caracteristicilor de pornire și funcționare și compararea acestora cu valorile impuse prin temă. În cazul că diferențele sînt mari, se acționează, prin schimbarea unor dimensiuni sau forme ale creștăturii, în sensul apropierei valorilor calculate, de valorile impuse.

OBSERVAȚII. 1. După cum se vede, valorile parametrilor trebuie să satisfacă simultan două perechi de relații: cele de la caracteristicile de pornire și cele de la caracteristicile de funcționare. Această condiție este greu de îndeplinit și presupune, de regulă, mai multe iterații (o observare directă se poate face prin corelarea valorilor lui X_E cu ale lui X_{EC}).

2. Practica de proiectare a arătat, că neglijerile făcute în deducerea relațiilor (1.172) au uneori (în cazul unor caracteristici pretențioase), o influență relativ mare și aceasta, în special, asupra valorii reactanței $X_{\sigma 1}$.

De aceea, cînd se dorește o evaluare mai precisă a acestor caracteristici, se pot folosi anumite corecții ale relațiilor amintite și anume:

$$\begin{aligned} R_p &\approx \frac{R_E^2 + X_E^2}{R_E}; \\ X_{\sigma 1} &\approx 1,25 \frac{R_E^2 + X_E^2}{X_E}. \end{aligned} \quad (1.172 a)$$

În concluzie, proiectarea mașinii asincrone în diferite variante constructive ale rotorului (bobinat, în scurtcircuit cu colivie normală, cu bare înalte sau cu dublă colivie), prezintă, pe de o parte,

o serie de elemente de calcul comune, iar pe de altă parte, unele particularități specifice.

Elementele de calcul comune se referă la statorul mașinii și în general la forma și principiile de aplicare a expresiilor analitice care sînt aceleași în toate cazurile. Particularitățile, în funcție de construcția rotorului, constau, în special, în expresiile și modul de determinare a parametrilor folosiți în relațiile analitice de calcul al caracteristicilor mașinii. Parametri sînt, în unele cazuri, aproximativ constanți, iar, în alte cazuri, sînt variabili cu alunecarea (cînd este vorba de intervalul de pornire). Din această cauză, se cere o mare atenție din partea proiectantului în ceea ce privește modul corect de utilizare în expresiile analitice a parametrilor corespunzători regimului studiat: de pornire, frinare sau funcționare normală.

În afară de acest aspect, care este cel mai important, o problemă destul de dificilă, dar importantă, o constituie influența pe care o are asupra parametrilor saturația magnetică.

Cum s-a menționat, ca și fenomenul de refulare, saturația magnetică afectează valoarea parametrilor (a reactanțelor statorului și rotorului) în primul rînd în etapa pornirii.

Spre deosebire de refulare a cărei intensitate depinde de frecvența curentului din bara rotorului, influența saturației magnetice depinde de mărimea curentului din conductoare, deci de modul în care se face pornirea: prin conectare directă la rețea (la tensiunea nominală) sau prin intermediul mijloacelor de reducere a tensiunii de alimentare (autotransformator, comutator stea-triunghi, tensiune variabilă etc.). De reținut că influența saturației magnetice se consideră numai în cazul pornirii prin conectare directă la rețea, cînd curentul de pornire este mare ($I_p > 3 I_N$).

De asemenea, o importanță mare, o are în proiectarea unei mașini electrice și experiența proiectantului, mai ales în ceea ce privește reducerea timpului efectiv de calcul.

O experiență în acest domeniu scutește, în multe cazuri, pe proiectant în efectuarea unui număr mare de iterații, cerute de încadrarea în limite a valorilor anumitor caracteristici.

Din acest punct de vedere, se poate spune că în lucrare s-a ținut cont ca, din motive didactice, să se adopte soluțiile cele mai eficiente, în scopul reducerii volumului de calcul și al celor ce proiectează pentru prima dată o astfel de mașină.

Dealtfel, în cazul serviciilor organizate de proiectare a mașinilor electrice, se folosește în momentul de față, tot în scopul reducerii volumului de calcul, proiectarea mașinilor cu ajutorul calculatoarelor electronice.

Capitolul 2

EXEMPLU DE CALCUL ELECTROMAGNETIC

Acest capitol are drept scop parcurgerea întregii metodici de proiectare a motorului asincron pe un exemplu concret.

Pentru o edificare mai completă a celor ce proiectează pentru prima dată un astfel de motor cu modul de lucru, se vor avea în vedere, pe cît posibil, toate tipurile de mașini asincrone atît pentru înaltă cît și pentru joasă tensiune.

De aceea, exemplul de calcul se va efectua în două cazuri:

— *cazul 1*, cuprinde calculul electromagnetic complet (dimensiuni, parametri, caracteristici și pierderi) pentru un motor asincron de înaltă tensiune cu rotorul în 3 variante constructive: bobinat, în scurtcircuit cu bare înalte și în scurtcircuit cu dublă colivie;

— *cazul 2*, cuprinde un calcul electromagnetic numai de dimensionare a statorului unui motor asincron de joasă tensiune, inclusiv înfășurarea statorului, din conductor rotund. Aceasta, deoarece, mersul calculului în continuare este identic cu una din variantele expuse în cazul 1.

CAZUL 1. Să se proiecteze un motor asincron trifazat (numai calculul electromagnetic) cu următoarele date:

$$P_N = 500 \text{ kW};$$

$$U_N = 6000 \text{ V};$$

$$f_1 = 50 \text{ Hz};$$

$$n_1 = 1500 \text{ rot/min};$$

$$m = 3;$$

tipul constructiv: IMB3 STAS 3998/1-74;

tipul de protecție: IP23 STAS 625-71;

Construcția rotorului;

I. Rotorul bobinat, avind $M_m/M_N = 2,5$;

II. Rotorul în scurtcircuit cu bare înalte avind:

$$M_p/M_N = 1,2; I_p/I_N \leq 6; M_m/M_N = 2,5;$$

III. Rotorul în scurtcircuit cu dublă colivie avind:

$$M_p/M_N = 1,45; I_p/I_N \leq 5,5; M_m/M_N = 2,2;$$

serviciul: S_1 (continuu) STAS 1893-78;

condiții de funcționare: normale, conform STAS 1893-78.

Întrucît conexiunea nu se impune, se alege, pentru fazele înfășurării statorului, conexiunea stea (Y).

I. MOTORUL CU ROTORUL BOBINAT (CU INELE COLECTOARE)

2.1. DETERMINAREA MĂRIMILOR DE CALCUL

1. Numărul de perechi de poli, conform relației (1.1)

$$p = \frac{60f_1}{n_1} = \frac{60 \cdot 50}{1500} = 2.$$

2. Puterea aparentă nominală, conform relației (1.2)

$$S_N = \frac{P_N}{\eta \cos \varphi} = \frac{500}{0,93 \cdot 0,92} = 585 \text{ kVA} \quad (2.1)$$

în care:

$$\eta = 0,93 \text{ din figura 1.1};$$

$$\cos \varphi = 0,92 \text{ din figura 1.3.}$$

OBSERVAȚIE. η și $\cos \varphi$ s-au luat ceva mai mici, decît valorile rezultate din curbe, în mod intenționat, avind în vedere că în cazul considerat, același stator se va folosi și pentru rotorul în scurtcircuit.

3. T.e.m. de fază, rezultă cu relația (1.8)

$$E_1 = k_E U_1 = 0,97 \cdot 3470 = 3360 \text{ V},$$

în care:

tensiunea de fază, pentru conexiunea Y, este

$$U_1 = \frac{U_N}{\sqrt{3}} = \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3470 \text{ V};$$

$$k_E = 0,97 \text{ din figura 1.6.}$$

4. Puterea aparentă interioară, conform relației (1.13 a)

$$S_i = k_E S_N = 0,97 \cdot 585 = 568 \text{ kVA.} \quad (2.2)$$

5. Curentul nominal, pe fază pentru conexiunea Y rezultă cu relația (1.3)

$$I_N = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_N} = \frac{585 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 6000} = 56,3 \text{ A.} \quad (2.3)$$

6. Factorul de formă k_B și coeficientul de acoperire ideală a pasului polar α_i , rezultă din figura 1.7, pentru o valoare estimativă, a coeficientului de saturație magnetică parțial, apropiată de limita inferioară indicată de relația (1.16 a): $k_{sd} = 1,2$ care permite obținerea unui factor de putere bun și pentru varianta cu rotorul în scurtcircuit:

$$k_B = 1,1;$$

$$\alpha_i = 0,69. \quad (2.4)$$

În mod normal însă, pentru reducerea consumului de material, valoarea coeficientului k_{sd} , trebuie să se situeze în a 2-a jumătate a intervalului indicat (vezi și relația (2.32)).

2.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

1. Diametrul interior al statorului (orientativ), conform relației (1.21).

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p}{\pi \lambda} \cdot \frac{60 S_i}{n_1 C}} = \sqrt[3]{\frac{4}{\pi \cdot 1} \cdot \frac{60 \cdot 568 \cdot 10^3}{1500 \cdot 270}} = 4,75 \text{ dm} = 47,5 \text{ cm}$$

în care:

$$C = 270 \text{ J/dm}^3, \text{ din figura 1.8};$$

din figura 1.9. rezultă pentru $\lambda = \frac{l_t}{\tau}$ următoarele limite:

$$\lambda = 0,5 \div 1,6.$$

Se estimează $\lambda \approx 1.$

După o altă metodă și anume din curbele reprezentate în figura 1.10 b pentru $S_i = 568 \text{ kVA}$, rezultă diametrul $D = 50 \text{ cm}$.

2. Diametrul exterior stator, conform relației (1.22 a), pentru prima valoare a lui D (calculată), rezultă

$$D_e = k_D D = 1,58 \cdot 47,5 = 75 \text{ cm}$$

sau, pentru diametru D rezultat din curbe

$$D_e = k_D D = 1,58 \cdot 50 = 79 \text{ cm},$$

în care $k_D = 1,58$ din tabelul 1.1.

Din tabelul 1.2, se observă că valoarea normalizată a diametrului exterior cea mai apropiată este:

$$D_e = 740 \text{ mm} = 74 \text{ cm},$$

pentru care rezultă diametrul interior D , recalculat

$$D = \frac{D_e}{k_D} = \frac{74}{1,58} \approx 47 \text{ cm}. \quad (2.5)$$

$$3. \text{ Pasul polar } \tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 47}{4} = 36,9 \text{ cm}.$$

4. Solicitățile electromagnetice A și B_δ , așa cum rezultă din figura 1.11 au valorile:

$$A = 490 \text{ A/cm};$$

$$B_\delta = 0,8 \text{ T}.$$

Întrucît se folosește clasa de izolație F , iar mașina avînd 1 500 rot/min, se ventilează foarte bine, se va adopta o valoare a păturii de curent majorată cu circa 6%.

Se stabilesc astfel:

$$A = 520 \text{ A/cm} = 520 \cdot 10^2 \text{ A/m};$$

$$B_\delta = 0,8 \text{ T}.$$

5. Lungimea ideală, conform relației (1.23)

$$l_t = \frac{60 S_t}{k_D k_w \alpha_t \pi^2 D^2 n_1 A B_\delta} = \frac{60 \cdot 568 \cdot 10^3}{1,1 \cdot 0,92 \cdot 0,69 \cdot 3,14^2 \cdot 0,47^2 \cdot 1 \cdot 500 \cdot 520 \cdot 10^2 \cdot 0,8} = 0,358 \text{ m} = 35,8 \text{ cm},$$

în care s-a estimat (orientativ) conform relației (1.14 b), $k_w \approx 0,92$, urmînd ca valoarea exactă să se determine după stabilirea numărului de creștături Z_1 și pasului înfășurării.

6. Valoarea (orientativă) a raportului λ

$$\lambda = \frac{l_t}{\tau} = \frac{35,8}{36,9} = 0,97$$

adică foarte apropiată de cea estimată în calculul diametrului D .

7. Geometria miezului. Pentru valorile lui l_t și D stabilite, rezultă o construcție divizată a miezului magnetic.

Se impun orientativ $n_p = 5$ canale de ventilație radială, cu lățimea $b_p = 1 \text{ cm}$.

Pentru $\delta = 1,5 \text{ mm}$ (vezi paragraful 2.3), din figura 1.13 rezultă

$$b_p' = 7,4 \text{ mm} = 0,74 \text{ cm}.$$

Lungimea geometrică, conform relației (1.24)

$$l_g = l_t + n_p b_p' = 35,8 + 5 \cdot 0,74 \approx 39,5 \text{ cm}.$$

Lungimea unui pachet de tole, considerînd că toate pachetele sînt uniforme (vezi fig. 1.12)

$$l_1 = \frac{l_g - n_p b_p}{n_p + 1} = \frac{39,5 - 5 \cdot 1}{5 + 1} = 5,75 \text{ cm}.$$

Întrucît l_1 se încadrează în limitele admise ($4 \div 6 \text{ cm}$), rezultă că miezul magnetic va avea 5 canale de ventilație cu lățimea de 1 cm și 6 pachete de tole din care:

- 2 pachete (de margine) cu lungimea de 6 cm;
- 4 pachete cu lungimea de 5,5 cm.

Recalculînd, rezultă următoarele dimensiuni ale miezului magnetic:

- lungimea fierului miezului magnetic (a tuturor pachetelor)

$$l_{Fe} = 2 \cdot 6 + 4 \cdot 5,5 = 34 \text{ cm}; \quad (2.6)$$

- lungimea geometrică

$$l_g = l_{Fe} + n_p b_p = 34 + 5 \cdot 1 = 39 \text{ cm}; \quad (2.7)$$

- lungimea ideală (valoare definitivă)

$$l_t = l_g - n_p b_p' = 39 - 5 \cdot 0,74 = 35,3 \text{ cm} \quad (2.8)$$

fiind apropiată de valoarea rezultată din calcul.

2.3. DETERMINAREA LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

Din figura 1.14, pentru $D = 47$ cm și $2p = 4$, rezultă $\delta \approx 1,25$ mm.

Din relația empirică (1.26)

$$\delta \approx 3(4 + 0,7\sqrt{Dl_g})10^{-2} = 3(4 + 0,7\sqrt{47 \cdot 39})10^{-2} = 1,02 \text{ mm.}$$

Avînd în vedere însă că mașina are o turație ridicată și o lungime relativ mare (capetele frontale ale înfășurării statorice fiind mari) cit și pentru mărirea siguranței în funcționare se stabilește lățimea întrefierului la valoarea

$$\delta = 1,5 \text{ mm.} \quad (2.9)$$

2.4. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE STATORULUI

1. Fiind o mașină de înaltă tensiune, înfășurarea statorului va fi cu bobine prefabricate — secții rigide, de forma indicată în figura 1.46.

Pentru o astfel de înfășurare, creștăturile sînt deschise (vezi și tabelul 1.3). Forma creștăturii, modul de dispunere al conductoarelor și de izolare al bobinei în creștătură, sînt indicate în figura 1.17 b.

Astfel, în conformitate și cu anexa 7 (fig. 7-II a și tabela 7-I) pentru clasa de izolație F, schema de izolație a înfășurării este următoarea :

— pe partea activă (în creștătură) : teacă izolantă cu grosimea de 1,8 mm unilaterală ;

— pe partea frontală : bandă izolantă clasă F $0,15 \times 20$ mm, în 6 straturi $1/2$ suprapus, peste care se prevede un strat cap la cap, bandă de contracție pentru consolidare ;

— izolația între straturi : sticlătextolit gros 2 mm.

2. Numărul de creștături ale statorului

$$Z_1 = 2pmq_1 = 4 \cdot 3 \cdot 6 = 72 \quad (2.10)$$

în care s-a ales, conform relațiilor (1.29), $q_1 = 6$.

3. Pasul dentar al statorului

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 47}{72} = 2,05 \text{ cm,} \quad (2.11)$$

se încadrează în limitele (orientative) indicate de relațiile (1.28 a).

4. Pasul înfășurării, în conformitate cu relația (1.27) rezultă

$$y_1 = \frac{5}{6} y_\tau = \frac{5}{6} mq_1 = \frac{5}{6} \cdot 3 \cdot 6 = 15 \text{ creștături.} \quad (2.12)$$

Deoarece $y_1 = 15$ (din creștătura 1, în creștătura 16), adică număr impar, rezultă că înfășurarea poate fi făcută atît cu bobine egale ($n_c =$ număr par) cit și cu bobine neegale ($n_c =$ număr impar).

5. Factorul de înfășurare al statorului (valoare exactă), rezultă din anexa 1, tabelul 1-I

$$k_{w1} = 0,925.$$

6. Numărul de spire pe fază, conform relației (1.31)

$$w_1 = \frac{k_E U_1}{4k_{B1}k_{w1}\Phi} = \frac{0,97 \cdot 3470}{4 \cdot 1,1 \cdot 50 \cdot 0,925 \cdot 7,2 \cdot 10^{-2}} = 229$$

în care, conform relației (1.12)

$$\Phi = \alpha_l \tau l_i B_8 = 0,69 \cdot 0,369 \cdot 0,353 \cdot 0,8 = 7,2 \cdot 10^{-2} \text{ Wb.}$$

7. Numărul de conductoare efective, dintr-o creștătură, considerînd o singură cale de curent ($a_1 = 1$), conform relației (1.32) este :

$$n_{c1} = \frac{2m_1 a_1 w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 229}{72} = 19,1.$$

Se alege $n_c = 19$ conductoare pe creștătură, ceea ce înseamnă că înfășurarea va avea bobine neegale (cu 9 și 10 spire) și se recalculează numărul de spire pe fază, conform relației (1.33)

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{c1}}{2m_1 a_1} = \frac{72 \cdot 19}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 228 \text{ spire,} \quad (2.13)$$

pentru care se face verificarea încadrării în limite a solicitărilor electromagnetice :

— pătura de curent, conform relației (1.34)

$$A = \frac{n_{c1} I_N}{a_1 t_1} = \frac{19 \cdot 56,3}{1 \cdot 2,05} = 522 \text{ A/cm,} \quad (2.14)$$

foarte apropiată de valoarea aleasă inițial ;

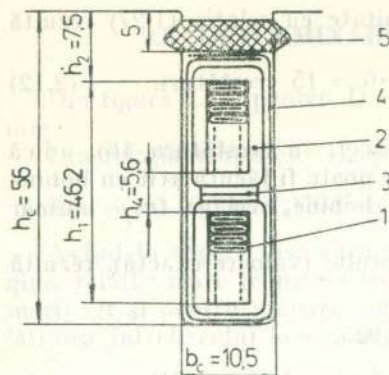


Fig. 2.1. Secțiune prin creștătura statorului mașinii asincrone de 500 kW, 6 kV, 1500 rot/min (așezarea conductoarelor și izolațiile folosite).

— fluxul maxim util, pentru un pol, conform relației (1.35 a)

$$\Phi = \frac{k_B U_1}{4k_{Bf} w_1 k_{w1}} = \frac{0,97 \cdot 3 \cdot 470}{4 \cdot 1,1 \cdot 50 \cdot 228 \cdot 0,925} = 7,25 \cdot 10^{-2} \text{ Wb} \quad (2.15)$$

pentru care rezultă valoarea maximă a inducției în întrefier, conform relației (1.35)

$$B_8 = \frac{\Phi}{\alpha_i \tau l_i} = \frac{7,25 \cdot 10^{-2}}{0,69 \cdot 0,369 \cdot 0,353} = 0,807 \text{ T}, \quad (2.16)$$

față de 0,8 T aleasă inițial din curbe, ceea ce înseamnă că dimensiunile, pînă în această etapă, sînt bine făcute (\$D\$, \$l_i\$, \$w_1\$, \$n_{c1}\$).

8. Secțiunea conductorului, conform relației (1.36)

$$s_{Cu1} = \frac{I_N}{a_1 J_1} = \frac{56,3}{1 \cdot 6,25} = 9,01 \text{ mm}^2$$

în care densitatea de curent \$J_1 = 6,25 \text{ A/mm}^2\$, conform indicațiilor de la paragraful 1.4.1 B.

Pentru înfășurarea de i.t. (vezi tabelul 1.3), se alege un conductor profilat, izolat cu email tereftalic și două straturi de fire de sticlă (PE2S).

9. Dimensiunile conductorului, se stabilesc în funcție de dimensiunile creștăturii și de modul de așezare al conductoarelor în creștătură; această așezare, precum și izolațiile folosite în conformitate cu anexa 7, tabelul 7-I, sînt arătate în figura 2.1.

Materialul, grosimea și numărul de straturi, sînt indicate în tabelul 2.1, cu ajutorul căruia se calculează \$b_{iz}\$ și \$h_{iz}\$.

TABELUL 2.1

Poz. din figura 2.1	Denumirea, grosimea și nr. de straturi utilizate	Grosimea rezultantă	
		Pe lățime mm	Pe înălțime mm
1	Izolația conductorului (E2S), cu grosimea bilaterală din anexa 6.	$1 \times 0,45 = 0,45$	$19 \times 0,45 = 8,55$
2	Izolația bobinei pe partea activă (teacă izolantă din samicafoliu sau din bandă izolantă specială).	$2 \times 1,8 = 3,6$	$4 \times 1,8 = 7,2$
3	Izolație între straturi din sticlotextole, grosime de 1 mm (2 buc).	—	$2 \times 1 = 2$
4	Izolație creștătură, din folie NMN, grosime 0,25 mm (cu rol de protecție mecanică).	$2 \times 0,25 = 0,5$	$3 \times 0,25 = 0,75$
5	Pană, sticlotextole grosimea 4 mm.	—	$1 \times 4 = 4$
6	Istmul creștăturii.	—	1
7	Joc	0,25	0,3
		$b_{iz} = 4,8 \text{ mm}$	$h_{iz} = 23,8 \text{ mm}$

OBSERVAȚIE. După bobinare, înfășurarea se va impregna cu lac clasă de izolație F.

— Lățimea (orientativă) a creștăturii, avînd în vedere relația (1.40) rezultă în limitele:

$$b_{c1} = \beta t_1 = (0,4 \div 0,5) \cdot 20,5 = 8,2 \div 10,3 \text{ mm}.$$

— Lățimea (orientativă) a conductorului, conform relației (1.40 a)

$$b_{Cu1} = \frac{b_{c1} - b_{iz}}{\text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii}} = \frac{(8,2 \div 10,3) - 4,8}{1} = 3,4 \div 5,5 \text{ mm}.$$

Din STAS 2873-76 (anexa 6) se alege conductor din CuEm (cupru electrolitic moale), izolat cu E2S:

$$CuEm \ 5,6 \times 1,7 \text{ PE2S} = 9,16 \text{ mm}^2.$$

10. Dimensiunile definitive ale creștăturii (vezi tabelul 2.1 și fig. 2.1), calculate cu relațiile (1.41) rezultă:

— lățimea: $b_{c1} = b_{cu1} \times \text{numărul conductoarelor pe lățimea creștăturii} + b_{tz} = 5,6 \cdot 1 + 4,8 = 10,4 \text{ mm}$;

— înălțimea: $h_{c1} = h_{cu1} \times \text{numărul conductoarelor pe înălțimea creștăturii} + h_{tz} = 1,7 \cdot 19 + 23,8 = 56,1 \text{ mm}$.

Se stabilește, prin rotunjire, creștătura cu valorile:

$$b_{c1} = 10,5 \text{ mm}; \quad (2.17)$$

$$h_{c1} = 56 \text{ mm}.$$

11. Verificări necesare

a) Inducția în jugul statorului, conform relației (1.42)

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h'_{j1}} = \frac{7,25 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,34 \cdot 0,079} = 1,42 \text{ T} \quad (2.18)$$

în care, înălțimea jugului statorului, fără canale axiale de ventilație, este dată de relația (1.42 a)

$$h'_{j1} = h_{j1} = \frac{D_r - D}{2} - h_{c1} = \frac{74 - 47}{2} - 5,6 = 7,9 \text{ cm}.$$

b) Inducția aparentă maximă în dinții statorului, conform relației (1.43)

$$B'_{d1\max} = \frac{t_1 l_1 B_\delta}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1\min}} = \frac{2,05 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1} = 1,81 \text{ T}, \quad (2.19)$$

în care:

$$b_{d1\min} = t_1 - b_{c1} = 2,05 - 1,05 = 1 \text{ cm}.$$

Cum se observă atât B_{j1} cât și $B'_{d1\max}$, se înscriu în limitele indicate în paragraful 1.4.2 B.

c) Valoarea exactă a densității de curent, conform relației (1.44)

$$J_1 = \frac{I_N}{a_1 s_{cu1}} = \frac{56,3}{1 \cdot 9,16} = 6,15 \text{ A/mm}^2.$$

d) Valorile rapoartelor, dimensiunilor creștăturii

$$\beta = \frac{b_{c1}}{t_1} = \frac{1,05}{2,05} = 0,512;$$

$$\beta_1 = \frac{h_{c1}}{\tau} = \frac{5,6}{36,9} = 0,152;$$

$$\beta_2 = \frac{h_{c1}}{b_{c1}} = \frac{5,6}{1,05} = 5,34$$

sînt apropiate de limitele indicate de relațiile (1.37)

2.5. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI BOBINAT

1. Înfășurarea rotorului, se alege de tip ondulat în bare cu pas diametral, fiind introdusă în creștături semideschise, de forma celei indicate în figura 1.19 b. În acest caz, conductorul va fi izolat cu E2S, iar bobinele vor fi din semibare formate numai la un singur capăt, introducerea în creștătură făcîndu-se pe partea frontală a miezului.

2. Numărul de creștături ale rotorului

$$Z_2 = 2pm_2q_2 = 4 \cdot 3 \cdot 5 = 60$$

în care s-a ales, pentru reducerea pierderilor de pulsație în dinții rotorului

$$q_2 = q_1 - 1 = 6 - 1 = 5.$$

a) Pasul diametral, al înfășurării este

$$y_2 = \frac{Z_2}{2p} = m_2 q_2 = 3 \cdot 5 = 15 \text{ creștături}$$

pentru care, din anexa 1, tabelul 1-II rezultă: $k_{w2} = 0,957$.

b) Pasul dentar al rotorului

$$t_2 = \frac{\pi D_r}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 46,7}{60} = 2,44 \text{ cm} \quad (2.20)$$

în care, diametrul rotorului

$$D_r = D - 2\delta = 470 - 2 \cdot 1,5 = 467 \text{ mm} = 46,7 \text{ cm}.$$

3. Numărul de conductoare în creștătură, se alege, conform relației (1.48 b), pentru a avea o tensiune mai mică în rotor

$$n_{c2} = 2.$$

4. Numărul de spire, pe fază, a înfășurării rotorului, conform relației (1.48 a), pentru $a_2 = 1$.

$$w_2 = \frac{Z_2 n_{c2}}{2m_2 a_2} = \frac{60 \cdot 2}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 20. \quad (2.21)$$

5. T.e.m. pe fază, din rotor, rezultă cu relația (1.48)

$$E_2 = U_{20} = k_E U_1 \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} = 0,97 \cdot 3470 \frac{20 \cdot 0,957}{228 \cdot 0,925} = 305 \text{ V}.$$

Tensiunea între inele, pentru conexiunea Y a înfășurării rotorului rezultă

$$U_2 = \sqrt{3}U_{20} = \sqrt{3} \cdot 305 = 528 \text{ V}, \quad (2.22)$$

valoare care se încadrează în limitele indicate în tabelul 1.5.

6. Curentul pe fază din rotor, conform relației (1. 50)

$$I_2 = k_I \frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}} I_N = 0,94 \frac{3 \cdot 228 \cdot 0,925}{3 \cdot 20 \cdot 0,957} 56,3 = 583 \text{ A}, \quad (2.23)$$

în care, pentru $\cos \varphi = 0,92$, din figura 1.27 rezultă $k_I = 0,94$.

7. Secțiunea conductorului, înfășurării rotorului, se determină cu relația (1.52)

$$S_{Cu2} = \frac{I_2}{a_2 J_2} = \frac{583}{1 \cdot 6,75} = 86,5 \text{ mm}^2,$$

în care $J_2 = 1,1 J_1 = 1,1 \cdot 6,15 = 6,75 \text{ A/mm}^2$, iar $a_2 = 1$.

8. Dimensiunile conductorului se stabilesc, ca și la stator, în funcție de dimensiunile creștăturii și schema de izolație aleasă.

Deoarece secțiunea este mare, din motive tehnologice se vor lua 2 conductoare în paralel, așezate unul lângă altul pe lățimea creștăturii. Conductoarele vor fi izolate cu E2S.

Așezarea conductoarelor în creștătură și izolațiile folosite în conformitate cu anexa 7, tabelul 7-1, sînt arătate în figura 2.2.

Materialul, grosimea și numărul de straturi sînt indicate în tabelul 2.2, cu ajutorul căruia se calculează b_{i2} și h_{i2} .

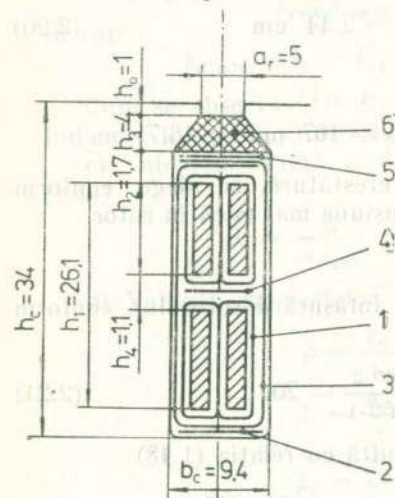


Fig. 2.2. Secțiune prin creștătura rotorului bobinat al mașinii asincrone de 500 kW, 6 kV, 1500 rot/min. (așezarea conductoarelor și izolațiile folosite).

TABELUL 2.2

Pozitia (din fig. 2.2)	Denumirea, grosimea și nr. de straturi utilizate	Grosimea rezultantă	
		Pe lățime mm	Pe înălțime mm
1	Izolația conductorului (E2S), cu grosimea bilaterală din anexa 6.	$2 \times 0,5 = 1$	$2 \times 0,5 = 1$
2	Izolație la fundul creștă- turii din micanită flexibilă, grosimea 0,2 mm (2 bucăți).	—	$2 \times 0,2 = 0,4$
3	Izolație creștătură din folie NMN grosime 0,25 mm. în 2 straturi (deoarece $U_2 >$ 500 V iar turația este ridi- cată).	$4 \times 0,25 = 1$	$6 \times 0,25 = 1,5$
4	Izolație între straturi din sticlotextolit grosime 0,5 mm.	—	$1 \times 0,5 = 0,5$
5	Izolație sub pană (cu rol de umplere), micanită, grosime 0,2 mm.	—	$1 \times 0,2 = 0,2$
6	Pană, sticlotextolit, grosime 4 mm (deoarece creștătura este lată și turația mare).	—	$1 \times 4 = 4$
7	Istmul creștăturii.	—	1
8	Joc.	0,3	0,4
		$b_{i2} = 2,3 \text{ mm}$	$h_{i2} = 9 \text{ mm}$

OBSERVAȚIE. Ca și înfășurarea statorului, înfășurarea rotorului se va impregna, după bobinare, cu lac clasă de izolație F.

— Lățimea (orientativă) a creștăturii, cu relația (1.40) rezultă în limitele

$$b_{c2} = \beta t_2 = (0,4 \div 0,5) \cdot 24,4 = 9,75 \div 12,2 \text{ mm}.$$

— Lățimea (orientativă) a conductorului, conform relației (1.40 a) (a unui fir)

$$b_{Cu2} = \frac{b_{c2} - b_{i2}}{\text{nr. conductoarelor pe lățimea creștăturii}} =$$

$$= \frac{(9,75 \div 12,2) - 2,3}{2} = 3,72 \div 4,95 \text{ mm}.$$

Din STAS 2873-76 (anexa 5) se alege conductor din CuEm, izolat cu E2S :

$$CuEm2(3,55 \times 12,5 \text{ PE2S}) = 2,43,8 = 87,6 \text{ mm}^2.$$

Lăţimea conductorului (3,55 mm) s-a luat ceva mai mică decât limita minimă (3,72 mm), deoarece Z_2 fiind mare este posibil ca inducţia maximă la baza dintelui să rezulte prea mare.

Se va avea însă în vedere că, pentru secţiuni mari ale conductorului, formarea bobinei, necesită eforturi mecanice mai mari, care pot duce la distrugerea parţială a izolaţiei E2S. De aceea se vor lua măsuri de refacerea izolaţiei conductorului, în special la coturi.

9. Dimensiunile definitive ale creştăturii (vezi tabelul 2.2 şi fig. 2.2), calculate cu relaţiile (1.41) rezultă :

— lăţimea :

$$b_{c2} = b_{Cu2} \times \text{numărul de conductoare pe lăţimea creştăturii} + b_{iz} = 3,55 \cdot 2 + 2,3 = 9,4 \text{ mm};$$

— înălţimea :

$$h_{c2} = h_{Cu2} \times \text{numărul de conductoare pe înălţimea creştăturii} + h_{iz} = 12,5 \cdot 2 + 9 = 34 \text{ mm}.$$

Dimensiunile definitive ale creştăturii rotorului sînt deci :

$$\begin{aligned} b_{c2} &= 9,4 \text{ mm}; \\ h_{c2} &= 34 \text{ mm}; \\ a_r &= 5 \text{ mm (deschiderea istmului).} \end{aligned} \quad (2.24)$$

10. Verificări necesare

a) Inducţia aparentă maximă, în dintele rotorului (la baza acestuia, unde secţiunea este minimă), conform relaţiei (1.54)

$$B'_{d2\max} = \frac{t_2 l_2 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2\min}} = \frac{2,44 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,15} = 1,87 \text{ T} \quad (2.25)$$

în care, cu relaţia (1.54 a) a rezultat

$$b_{d2\min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 3,4)}{60} - 0,94 = 1,15 \text{ cm}. \quad (2.25 \text{ a})$$

Cum se observă (vezi paragraful 1.4.2 B), inducţia maximă este în limite.

b) Valoarea definitivă a densităţii de curent din înfăşurarea rotorului

$$J_2 = \frac{I_2}{a_2 s_{Cu2}} = \frac{583}{1 \cdot 87,6} = 6,65 \text{ A/mm}^2. \quad (2.26)$$

c) Valorile rapoartelor de formă ale creştăturii

$$\beta = \frac{b_{c2}}{t_2} = \frac{0,94}{2,44} = 0,385;$$

$$\beta_2 = \frac{h_{c2}}{b_{c2}} = \frac{3,4}{0,94} = 3,62.$$

apropiate de valorile impuse.

2.6. JUGUL ŞI DIAMETRUL INTERIOR AL ROTORULUI

Deoarece maşina nu are canale axiale de ventilaţie, ci numai canale radiale, înălţimea de calcul a jugului rotorului h'_{j2} este chiar înălţimea jugului real h_{j2} .

1. Înălţimea jugului rotor, conform relaţiei (1.55)

$$h'_{j2} = h_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} B_{j2}} = \frac{7,25 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,34 \cdot 1,4} = 0,08 \text{ m} = 8 \text{ cm},$$

în care s-a impus $B_{j2} = 1,4 \text{ T}$ (spre limita inferioară), deoarece maşina avînd $2p$ mic va avea o lungime a jugului mare şi deci o t.m. a jugului mare.

2. Diametrul interior al miezului magnetic rotoric, conform relaţiei (1.56)

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) = 46,7 - 2(3,4 + 8) = 23,9 \text{ cm}.$$

Din motive tehnologice se rotunjeşte, diametrul interior, la valoarea

$$D_{ir} = 24 \text{ cm} = 240 \text{ mm},$$

rezultînd următoarele valori recalculat:

— înălţimea jugului rotoric :

$$h_{j2} = \frac{D_r - D_{ir}}{2} - h_{c2} = \frac{46,7 - 24}{2} - 3,4 = 7,95 \text{ cm};$$

— inducţia în jurul rotorului :

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h_{j2}} = \frac{7,25 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,34 \cdot 0,0795} = 1,41 \text{ T}. \quad (2.27)$$

2.7. TENSIUNEA MAGNETOMOTOARE (t.m.m.) PE O PERECHE DE POLI ȘI CURENTUL DE MAGNETIZARE

1. Tensiunea magnetică (t.m.) a întrefierului, pe o pereche de poli, conform relației (1.57)

$$U_{m\delta} = 2 \frac{B_{\delta}}{\mu_0} k_C \delta = 2 \frac{0,807}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,56 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 3000 \text{ A} \quad (2.28)$$

în care, coeficientul lui Carter este

$$k_C = k_{C1} k_{C2} = 1,43 \cdot 1,09 = 1,56$$

unde, conform relațiilor (1.58) s-a determinat:

— pentru stator:

$$k_{C1} = \frac{t_1}{t_1 - \gamma_1 \delta} = \frac{20,5}{20,5 - 4,09 \cdot 1,5} = 1,43$$

cu :

$$\gamma_1 = \frac{\left(\frac{a_s}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_s}{\delta}} = \frac{\left(\frac{b_{c1}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{c1}}{\delta}} = \frac{\left(\frac{10,5}{1,5}\right)^2}{5 + \frac{10,5}{1,5}} = 4,09;$$

— pentru rotor:

$$k_{C2} = \frac{t_2}{t_2 - \gamma_2 \delta} = \frac{24,4}{24,4 - 1,33 \cdot 1,5} = 1,09$$

cu :

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{a_r}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_r}{\delta}} = \frac{\left(\frac{5}{1,5}\right)^2}{5 + \frac{5}{1,5}} = 1,33.$$

2. T.m. a dinților statorului, pentru o pereche de poli:

a) lățimile dintelui în cele 3 secțiuni, conform relațiilor (1.60) sînt:

$$b_{d1min} = t_1 - b_{c1} = 2,05 - 1,05 = 1 \text{ cm};$$

$$b_{d1med} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} = \frac{\pi(47 + 5,6)}{72} - 1,05 = 1,25 \text{ cm};$$

$$b_{d1max} = \frac{\pi(D + 2h_{c1})}{Z_1} - b_{c1} = \frac{\pi(47 + 2 \cdot 5,6)}{72} - 1,05 = 1,49 \text{ cm};$$

b) inducțiile aparente în cele 3 secțiuni ale dintelui, conform relațiilor (1.60):

$$B'_{d1max} = 1,81 \text{ T (vezi relația (2.19))};$$

$$B'_{d1med} = \frac{t_1 l_1 B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1med}} = \frac{2,05 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,25} = 1,45 \text{ T}; \quad (2.29)$$

$$B'_{d1min} = \frac{t_1 l_1 B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d1max}} = \frac{2,05 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,49} = 1,21 \text{ T}.$$

Deoarece valoarea maximă nu depășește cu mult 1,8 T, nu se mai calculează coeficienții dintelui.

Pentru miezul magnetic statoric se folosește tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, avînd grosimea de 0,5 mm și fiind izolată cu o peliculă fină de lac, rezistentă la temperatura corespunzătoare clasei de izolație F.

Miezul magnetic al rotorului va fi din aceeași tablă, deoarece tolele rotorului se execută din interioarele tolelor statorului.

În acest caz, din anexa 2, pentru inducțiile obținute (vezi relațiile (2.29)) se determină:

$$H_{d1max} = 125 \text{ A/cm};$$

$$H_{d1med} = 15 \text{ A/cm};$$

$$H_{d1min} = 5 \text{ A/cm}.$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, conform relației (1.61) este:

$$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{d1max} + 4H_{d1med} + H_{d1min}) = \frac{1}{6} (125 + 4 \cdot 15 + 5) = 31,7 \text{ A/cm}.$$

T.m. a dinților statorului, conform relației (1.59)

$$U_{md1} = 2 h_{c1} H_{d1} = 2 \cdot 5,6 \cdot 31,7 = 355 \text{ A}. \quad (2.30)$$

3. T.m. a dinților rotorului, pentru o pereche de poli.

Deoarece, creștătura rotorului este cu pereții paraleli, t.m. a dinților rotorului se calculează similar ca a dinților statorului; în acest caz $h_{d2} = h_{c2} = 3,4 \text{ cm}$;

a) lăţimile dintelui în cele 3 secţiuni, sînt :

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 3,4)}{60} - 0,94 = 1,15 \text{ cm};$$

$$b_{d2med} = \frac{\pi(D_r - h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(46,7 - 3,4)}{60} - 0,94 = 1,33 \text{ cm};$$

$$b_{d2max} = l_2 - b_{c2} = 2,44 - 0,94 = 1,5 \text{ cm};$$

b) inducţiile aparente în cele 3 secţiuni ale dintelui rotorului :

$$B'_{d2max} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = \frac{2,44 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,15} = 1,87 \text{ T};$$

$$B'_{d2med} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2med}} = \frac{2,44 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,33} = 1,62 \text{ T}; \quad (2.31)$$

$$B'_{d2min} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2max}} = \frac{2,44 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,5} = 1,43 \text{ T};$$

c) coeficienţii dintelui, se calculează numai pentru secţiunea minimă, deoarece numai în aceasta inducţia aparentă este mai mare ca 1,8 T.

Astfel, conform relaţiilor (1.62 a) rezultă :

$$k_{d3} = \frac{b_{c2} l_1}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = \frac{0,94 \cdot 35,3}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,15} = 0,89.$$

Din curba de magnetizare a tablei silicioase laminată la rece cu cristale neorientate, folosită şi pentru miezul magnetic al rotorului (anexa 2), pentru inducţiile şi coeficienţii dintelui obţinuţi, rezultă :

$$H_{d2max} = 170 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2med} = 45 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2min} = 12,5 \text{ A/cm}.$$

Valoarea medie a intensităţii cîmpului magnetic, conform relaţiei (1.61) este :

$$H_{d2} = \frac{1}{6} [(H_{d2max} + 4 H_{d2med} + H_{d2min})] = \frac{1}{6} (170 + 4 \cdot 45 + 12,5) = 60,5 \text{ A/cm}.$$

T.m. a dinţilor rotorului, conform relaţiei (1.63)

$$U_{md2} = 2 h_{d2} H_{d2} = 2 \cdot 3,4 \cdot 60,5 = 412 \text{ A}. \quad (2.31)$$

Verificarea coeficientului de saturaţie magnetică parţial.

Cu relaţia (1.16) sau (1.63 d) rezultă :

$$k_{d4} = \frac{U_{m8} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m8}} = \frac{3000 + 355 + 412}{3000} = 1,255. \quad (2.32)$$

Pentru această valoare exactă a coeficientului k_{d4} , se constată, din figura 1.7, că α_i şi k_B nu diferă prea mult de valorile adoptate iniţial (vezi relaţia (2.4)); calculele efectuate deci pînă acum sînt valabile.

4. T.m. a jugului statoric, pentru o pereche de poli, conform relaţiei (1.64) este :

$$U_{mj1} = \zeta_1 L_{j1} H_{j1} = 0,4 \cdot 52 \cdot 11 = 229 \text{ A}, \quad (2.33)$$

în care :

$$L_{j1} = \frac{\pi(D_s - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi(74 - 7,9)}{4} = 52 \text{ cm};$$

$$H_{j1} = 11 \text{ A/cm, din anexa 2, pentru } B_{j1} = 1,42 \text{ T};$$

$$\zeta_1 = 0,4 - \text{din figura 1.30, pentru } B_{j1} = 1,42 \text{ T}.$$

5. T.m. a jugului rotoric, pentru o pereche de poli, conform relaţiei (1.65)

$$U_{mj2} = \zeta_2 L_{j2} H_{j2} = 0,4 \cdot 25 \cdot 10,5 = 105 \text{ A}, \quad (2.34)$$

în care ;

$$L_{j2} = \frac{\pi(D_{tr} + h_{j2})}{2p} = \frac{\pi(24 + 7,95)}{4} = 25 \text{ cm};$$

$$H_{j2} = 10,5 \text{ A/cm, din anexa 2, pentru } B_{j2} = 1,41 \text{ T};$$

$$\zeta_2 = 0,4 - \text{din figura 1.30, pentru } B_{j2} = 1,41 \text{ T}.$$

6. T.m.m. a circuitului magnetic, pe o pereche de poli, conform relaţiei (1.66)

$$U_{mcirc} = U_{m8} + U_{md1} + U_{md2} + U_{mj1} + U_{mj2} = 3000 + 355 + 412 + 229 + 105 = 4101 \text{ A}. \quad (2.35)$$

7. Curentul de magnetizare, conform relației (1.67)

$$I_{\mu} = \frac{pU_{\text{meire}}}{0,9m_{\omega,k_{\text{w1}}}} = \frac{2 \cdot 4 \cdot 10^1}{0,9 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 14,4 \text{ A}, \quad (2.36)$$

sau în procente (relația (1.67 a))

$$I_{\mu} \% = \frac{I_{\mu}}{I_{\Sigma}} 100 = \frac{14,4}{56,3} \cdot 100 = 25,6 \%$$

adică în limitele indicate de relația (1.67 b), ceea ce înseamnă că solicitările magnetice și dimensiunile circuitului magnetic sînt corespunzătoare.

2.8. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR MAȘINII ASINCRONE CU ROTORUL BOBINAT

A. Parametrii înfășurării statorului

Cum s-a menționat (vezi paragraful 2.4), înfășurarea satorului fiind pentru înaltă tensiune, este construită din conductor profilat, în două straturi, cu bobine izolate (secții rigide).

1. *Lungimea frontală a bobinei* statorului, se determină efectuând la scară construcția grafică indicată în figura 1.48, valorile dimensiunilor constructive folosite fiind date în tabelul 1.8.

O astfel de construcție, în cazul exemplului considerat este reprezentată în figura 2.3, în care s-au folosit următoarele valori, pentru elementele constructive (v. tabelul 1.8):

$$t_{1\text{med}} = \frac{\pi(D + h_{c1})}{Z_1} = \frac{\pi(47 + 5,6)}{72} = 2,3 \text{ cm};$$

$$y_1 = 15 \text{ (v. relația (2.12))};$$

$$a = 4 \text{ cm};$$

$$r = 3.5 \text{ cm};$$

$$r_1 = 1.5 \text{ cm};$$

$$\Delta_{fz} = 0,5 \text{ cm} = 5 \text{ mm};$$

$$y_1 t_{1\text{med}} = 15 \cdot 2,3 = 34,5 \text{ cm.}$$

Din figura 2.3 și conform relației (1.75), lungimea frontală a bobinei stator, pe vederea desfășurată, rezultă (vezi și fig. 1.48)

$$l_{f1} = l_{ABCDEF} \approx 2(a + l_{BC}) + \pi r_{\text{med}} = 2(4 + 26) + \pi \cdot 2,7 = 68,5 \text{ cm.} \quad (2.37)$$

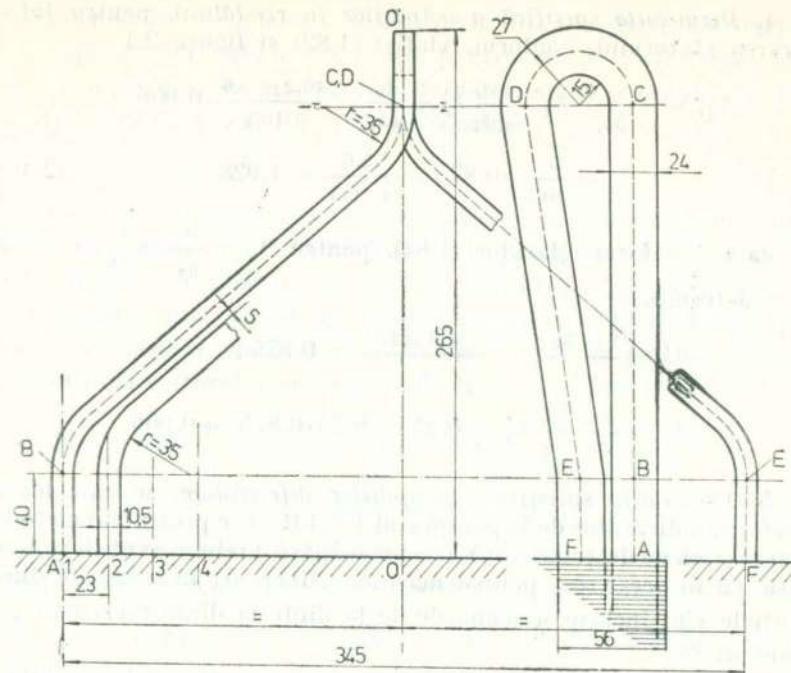


Fig. 2.3. Determinarea grafică a lungimii frontale, pentru bobina înfășurării statorului.

2. Lungimea medie a unei jumătăți de spiră, a înfășurării sta-
torului, conform relației (1.68)

$$l_{\text{wmedl}} = l_g + l_{f1} = 39 + 68,5 = 107,5 \text{ cm.} \quad (2.38)$$

3. Rezistența pe fază a înfășurării statorului, se determină cu relația (1.77)

$$R_1 = k_r \rho_{\Phi} \frac{L_1}{s_{Ca1} a_1} = 1 \cdot \frac{1,38}{56} \cdot \frac{490}{9,16 \cdot 1} = 1,32 \, \Omega \quad (2.39)$$

in care :

$$k_r \approx 1;$$

$$\rho_9 = \rho_{115^\circ} = 1,38 \quad \rho_{20^\circ} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \text{ } \Omega \text{ mm}^2/\text{m};$$

$$L_1 = 2w_1 l_{\text{med1}} = 2 \cdot 228 \cdot 1,075 = 490 \text{ m (vezi relația (1.77 a))};$$

$$a_1 = 1.$$

4. *Permeanța specifică a scăpărilor în crestătură*, pentru înfășurarea statorului, conform relației (1.82) și figura 2.1

$$\lambda_{c1} = \frac{h_1 - h_4}{3b_e} k_\beta + \frac{h_2}{b_e} k'_\beta + \frac{h_4}{4b_e} = \frac{46,2 - 5,6}{3 \cdot 10,5} \cdot 0,906 + \frac{7,5}{10,5} \cdot 0,875 + \frac{5,6}{4 \cdot 10,5} = 1,928 \quad (2.40)$$

în care, conform relațiilor (1.84), pentru $\beta_y = \frac{y_1}{y_\tau} = \frac{15}{18} = 0,833$ s-au determinat:

$$k'_\beta = \frac{1 + 3\beta_y}{4} = \frac{1 + 3 \cdot 0,833}{4} = 0,875;$$

$$k_\beta = \frac{1}{4} + \frac{3}{4} k'_\beta = 0,25 + 0,75 \cdot 0,875 = 0,906.$$

5. *Permeanța specifică a scăpărilor diferențiale*, se calculează conform indicațiilor de la paragraful 1.8.3 B, care prezintă o metodă mai precisă de determinare a acestor scăpări. Trebuie avut în vedere însă, că în acest caz, pentru mașinile asincrone, în scăpările diferențiale sînt incluse și scăpările de la dinte la dinte (vezi mai jos punctul 6).

Conform relației (1.95), pentru înfășurarea statorului rezultă:

$$\lambda_{d1} = 0,9 \frac{t_1(q_1 k_{w1})^2 \rho_{d1} k_{q1}}{k_c \delta} \sigma_{d1} = 0,9 \frac{2,05(6 \cdot 0,925)^2 \cdot 1 \cdot 0,882}{1,56 \cdot 0,15} \cdot 0,3 \cdot 10^{-2} = 0,645 \quad (2.41)$$

în care, pentru $a_s = b_{c1}$:

$$k_{q1} \approx 1 - 0,033 \frac{a_s^2}{\delta l_1} = 1 - 0,033 \frac{1,05^2}{0,15 \cdot 2,05} = 0,882, \text{ conform relației (1.96 b);}$$

$$\rho_{d1} \approx 1;$$

$$\sigma_{d1} = 0,3 \cdot 10^{-2} \text{ din tabelul 1.10, pentru } q = 6 \text{ și } y_\tau - y_1 = 18 - 15 = 3.$$

6. *Permeanța specifică a scăpărilor de la dinte la dinte*.

Conform paragrafului 1.8.3 C (vezi și rezumatul de la sfîrșitul paragrafului 1.8.3), la mașinile asincrone (care, de regulă, au un

întrefier de lățime mică), scăpările de la dinte la dinte sînt incluse în scăpările diferențiale. De aceea, pentru mașinile asincrone, cînd se folosește metoda mai precisă de determinare a scăpărilor diferențiale, ca în cazul de față, se consideră

$$\lambda_{z1,2} = 0. \quad (2.42)$$

Dacă se folosește însă metoda aproximativă, de determinare a lui $\lambda_{d1,2}$ și $\lambda_{z1,2}$ (vezi observația de la paragraful 1.8.3 C) atunci $\lambda_{z1,2}$ trebuie determinat separat de $\lambda_{d1,2}$, ($\lambda_{d1,2}$, în acest caz, se calculează pentru $q_{1,2} = \infty$, nu pentru valoarea reală a lui $q_{1,2}$).

7. *Permeanța specifică a scăpărilor în părțile frontale*, pentru înfășurarea statorului, se determină cu relația (1.103)

$$\lambda_{f1} = 0,34 \frac{q_1}{l_1} (l_{f1} - 0,64 \beta_y \tau) = 0,34 \cdot \frac{6}{35,3} (68,5 - 0,64 \cdot 0,833 \cdot 36,9) = 2,82. \quad (2.43)$$

8. *Permeanța specifică totală*, a înfășurării statorului conform relației (1.80) și relației (1.106) — pentru mașinile asincrone — este:

$$\Sigma \lambda_1 = \lambda_{c1} + \lambda_{d1} + \lambda_{f1} = 1,928 + 0,645 + 2,82 = 5,393. \quad (2.44)$$

9. *Reacțanța de scăpări, pe fază*, a înfășurării statorului, conform relației (1.79 a)

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \left(\frac{l_1}{100} \right) \left(\frac{w_1}{100} \right)^2 \frac{l_1}{pq_1} \Sigma \lambda_1 = 0,158 \left(\frac{50}{100} \right) \cdot \left(\frac{228}{100} \right)^2 \frac{35,3}{2 \cdot 6} \cdot 5,393 = 6,5 \, \Omega. \quad (2.45)$$

B. *Parametrii înfășurării rotorului bobinat*.

Cum s-a menționat (vezi paragraful 2.5 punctul 1), înfășurarea rotorului bobinat este de tip ondulat, cu pas diametral, din semibare formate numai la un singur capăt (fig. 1.50 c), conductorul (profilat) fiind din două fire în paralel fiecare fir izolat în clasă F cu E2S.

10. *Lungimea frontală a bobinei rotorului*, se determină, ca și cea de la bobina statorului prin construcția grafică, la scară, indicată în figura 1.48, valorile dimensiunilor constructive folosite fiind date în tabelul 1.8.

în care :

$$k_{02} \approx 1 - 0,033 \frac{a_r^2}{\delta l_2} = 1 - 0,033 \frac{0,5^2}{0,15 \cdot 2,44} = 0,975, \text{ conform relației (1.96 b) ;}$$

$$\rho_{d2} \approx 1 ;$$

$$\sigma_{d2} = 0,65 \cdot 10^{-2} \text{ din tabelul 1.10, pentru } q_2 = 5 \text{ și } y_{2\tau} - y_2 = 0.$$

15. *Permeanța specifică a scăpărilor de la dinte la dinte*

$$\lambda_{22} = 0$$

conform celor menționate la punctul 6, din acest paragraf (vezi și relația (2.42)).

16. *Permeanța specifică a scăpărilor în părțile frontale, pentru înfășurarea rotorului, se determină cu relația (1.103)*

$$\lambda_{f2} = 0,34 \frac{q_2}{l_i} (l_{f2} - 0,64 \beta_y \tau) = 0,34 \frac{5}{35,3} (51 - 0,64 \cdot 1 \cdot 36,9) = 1,32. \quad (2.51)$$

17. *Permeanța specifică totală, a înfășurării rotorului, conform relației (1.80) și relației (1.107) — pentru mașinile asincrone — este :*

$$\sum \lambda_2 = \lambda_{c2} + \lambda_{d2} + \lambda_{f2} = 1,917 + 1,36 + 1,32 = 4,597. \quad (2.52)$$

18. *Reactanța de scăpări, pe fază, a înfășurării rotorului bobinat conform relației (1.79 a)*

$$X_{c2} = 0,158 \left(\frac{f_1}{100} \right) \left(\frac{w_2}{100} \right)^2 \frac{l_i}{pq_2} \sum \lambda_2 = 0,158 \left(\frac{50}{100} \right) \cdot \left(\frac{20}{100} \right)^2 \cdot \frac{35,3}{2 \cdot 5} \cdot 4,597 = 5,13 \cdot 10^{-2} \Omega. \quad (2.53)$$

19. *Parametrii rotorului, în valori raportate la stator.*

— Factorul de raportare :

$$k_{rap} = \frac{m_1}{m_2} \left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \right)^2 = \frac{3}{3} \left(\frac{228 \cdot 0,925}{20 \cdot 0,957} \right)^2 = 121. \quad (2.54)$$

— Parametrii raportați, conform relației (1.125) :

$$\begin{aligned} R'_2 &= R_2 k_{rap} = 1,01 \cdot 10^{-2} \cdot 121 = 1,22 \Omega ; \\ X'_{c2} &= X_{c2} k_{rap} = 5,13 \cdot 10^{-2} \cdot 121 = 6,21 \Omega. \end{aligned} \quad (2.54 \text{ a})$$

20. *Reactanța utilă, a circuitului de magnetizare, conform relației (1.105)*

$$X_m \approx \frac{U_1 - I_\mu X_{c1}}{I_\mu} = \frac{3470 - 14,4 \cdot 6,5}{14,4} = 234 \Omega. \quad (2.55)$$

21. *Parametrii mașinii, în unități relative.*

— Impedanța nominală :

$$Z_N = \frac{U_N}{I_{1N}} = \frac{3470}{56,3} = 61,7 \Omega.$$

— Valorile relative ale parametrilor, conform relațiilor (1.126)

$$\begin{aligned} r_1 &= \frac{R_1}{Z_N} = \frac{1,32}{61,7} = 0,0214 \text{ u.r. ;} \\ r'_2 &= \frac{R'_2}{Z_N} = \frac{1,22}{61,7} = 0,0198 \text{ u.r. ;} \\ x_{c1} &= \frac{X_{c1}}{Z_N} = \frac{6,5}{61,7} = 0,105 \text{ u.r. ;} \\ x'_{c2} &= \frac{X'_{c2}}{Z_N} = \frac{6,21}{61,7} = 0,101 \text{ u.r. ;} \\ x_m &= \frac{X_m}{Z_N} = \frac{234}{61,7} = 3,8 \text{ u.r.} \end{aligned} \quad (2.56)$$

2.9. CALCULUL PIERDERILOR ȘI RANDAMENTULUI MAȘINII ASINCRONE

Se efectuează conform cap. 6 din vol. I, la relațiile căruia se vor face de altfel și referirile din acest paragraf.

1. *Pierderile principale, în fier.*

a) *Pierderile principale în jugul statorului, conform relației (6.1) — din vol. I (în locul indicelui „s” — stator — s-a pus „l”)*

$$P_{f1} = k_f p_{f1} G_{f1} = 1,3 \cdot 4,85 \cdot 416 = 2,62 \text{ kW}$$

în care :

$$k_f = 1,3 ;$$

$$p_{f1} = p_{10/50} \left(\frac{f_1}{50} \right)^{1,3} B_{f1}^2 = 2,4 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,42^2 = 4,85 \text{ W/kg, conform relației (6.1b) și în care :}$$

$p_{10/50} = 2,4 \text{ W/kg}$, pentru tablă silicioasă, laminată al rece, cu cristale neorientate, de 0,5 mm;
masa fierului, considerînd $\gamma_{Fe} = 7,8 \text{ kg/dm}^3$:

$$G_{Fe f1} = \gamma_{Fe} \frac{\pi}{4} (D_{ef1}^2 - D_{ij1}^2) k_{Fe} l_{Fe} \cdot 10^{-3} =$$

$$= 7,8 \cdot 10^{-3} \frac{\pi}{4} (74^2 - 58,2^2) \cdot 0,95 \cdot 34 = 416 \text{ kg}$$

cu:

$$D_{ef1} = D + 2h_{c1} = 47 + 2 \cdot 5,6 = 58,2 \text{ cm};$$

$$D_{ef1} = D_e = 74 \text{ cm.}$$

b) Pierderile principale în dinții statorului, conform relației (6.2) — din vol. I

$$P_{d1} = k_d p_{d1} G_{d1} = 1,8 \cdot 5,05 \cdot 127 = 1,15 \text{ kW}$$

în care:

$$k_d = 1,8;$$

$$p_{d1} = p_{10/50} \left(\frac{f_1}{50} \right)^{1,3} B_{d1 \text{ med}}^2 = 2,4 \cdot \left(\frac{50}{50} \right)^{1,3} \cdot 1,45^2 = 5,05 \text{ W/kg, conform relației (6.2 b);}$$

$$G_{d1} = h_{c1} b_{d1 \text{ med}} l_{Fe} k_{Fe} Z_1 \gamma_{Fe} \cdot 10^{-3} = 5,6 \cdot 1,25 \cdot 34 \cdot 0,95 \cdot 72 \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} = 127 \text{ kg.}$$

c) Pierderile principale totale în fier.

$$P_{Fepr} = P_{f1} + P_{d1} = 2,62 + 1,15 = 3,77 \text{ kW.} \quad (2.57)$$

2. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în gol.

a) Pierderile de suprafață ale statorului, conform relației (6.6)

$$P_{supr1} = 2p \left(\frac{l_1 - a_r}{l_1} \right) \tau l_{Fe} k_{Fe} p_{supr} \cdot 10^{-4} = 4 \cdot \left(\frac{2,05 - 1,05}{2,05} \right) \cdot 36,9 \cdot 34 \cdot 0,95 \cdot 900 \cdot 10^{-4} = 210 \text{ W} = 0,21 \text{ kW} \quad (2.58)$$

în care, conform relației (6.6 a)

$$p_{supr1} = 0,5 k_0 \left(\frac{Z_1 \cdot n_1}{10000} \right)^{1,5} (10 \cdot B_{01} t_2)^2 = 0,5 \cdot 1,6 \left(\frac{60 \cdot 1500}{10000} \right)^{1,5} \cdot (10 \cdot 0,265 \cdot 2,44)^2 = 900 \text{ W/m}^2$$

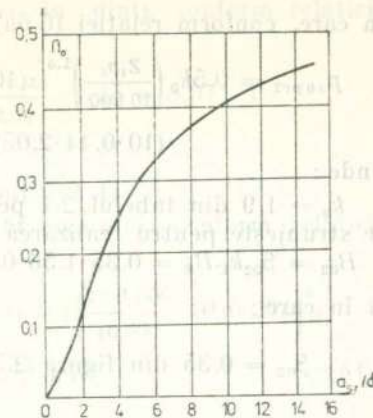
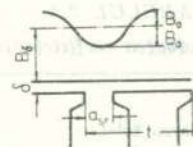


Fig. 2.5. Curba coeficientului β_0 , în funcție de a_r/d .



unde:

$$k_0 = 1,6 \text{ din tabelul 2.1 pentru „prelucrat superficial”};$$

$$B_{01} = \beta_{01} k_c B_\delta = 0,21 \cdot 1,56 \cdot 0,807 = 0,265 \text{ T}$$

și în care:

$$\beta_{01} = 0,21 \text{ din figura 2.5, pentru } \frac{a_r}{\delta} = \frac{5}{1,5} = 3,33.$$

OBSERVAȚIE. Pentru calculul lui B_0 , se va folosi β_0 luat din figura 2.5 astfel:

$$- \text{ pentru } p_{supr \cdot stat}, \text{ se ia } \beta_0 = f\left(\frac{a_r}{\delta}\right);$$

$$- \text{ pentru } p_{supr \cdot rot}, \text{ se ia } \beta_0 = f\left(\frac{a_r}{\delta}\right).$$

b) Pierderile de suprafață ale rotorului, conform relației (6.6)

$$P_{supr2} = 2p \left(\frac{l_2 - a_r}{l_2} \right) \tau l_{Fe} k_{Fe} p_{supr2} \cdot 10^{-4} = 4 \cdot \left(\frac{2,44 - 0,5}{2,44} \right) \cdot 36,9 \cdot 34 \cdot 0,95 \cdot 2750 \cdot 10^{-4} = 1040 \text{ W} = 1,04 \text{ kW} \quad (2.59)$$

în care, conform relației (6.6a)

$$P_{supr2} = 0,5k_0 \left(\frac{Z_1 n_1}{10\,000} \right)^{1,5} \cdot (10 B_{02} t_1)^2 = 0,5 \cdot 1,9 \left(\frac{72 \cdot 1\,500}{10\,000} \right)^{1,5} \cdot (10 \cdot 0,44 \cdot 2,05)^2 = 2\,750 \text{ W/m}^2$$

unde :

$k_0 = 1,9$ din tabelul 2.1 pentru „prelucrat” deoarece, rotorul se strunjește pentru realizarea întrefierului ;

$$B_{02} = \beta_{02} k_c B_8 = 0,35 \cdot 1,56 \cdot 0,807 = 0,44 \text{ T}$$

și în care :

$$\beta_{02} = 0,35 \text{ din figura 2.5 pentru } \frac{a_s}{\delta} = \frac{b_{e1}}{\delta} = \frac{10,5}{1,5} = 7.$$

TABELUL 2.1

Valoarea coeficientului k_0

Marca tolei	Grosimea tolei Δ [mm]	Modul de prelucrare		
		Fără prelucrare	Prelucrat superficial	Prelucrat
— Tablă silicioasă laminată la cald	0,5	1,4	1,8	2,0
— Tablă silicioasă laminată la rece	0,5	1,3	1,6	1,9
— Tablă din oțel	0,5	2,0	2,5	2,8
— Tablă din oțel	1,0	4,5	5,0	5,5
— Tablă din oțel	2,0	7,2	8,0	8,6
	masiv	—	—	23,3

c) Pierderile de pulsație în dinții statorului, conform relației (6.7) — vol. I

$$P_{puls1} = k'_0 \left(\frac{Z_2 n_1}{10\,000} 10 B_{puls1} \right)^2 G_{d1} = 0,1 \left(\frac{60 \cdot 1\,500}{10\,000} \cdot 10 \cdot 0,071 \right)^2 \cdot 127 = 520 \text{ W} = 0,52 \text{ kW} \quad (2.60)$$

în care :

$$k'_0 = 0,1 \text{ (pentru tablă laminată la rece : } k'_0 = 0,09 \div 0,1 \text{) ;}$$

amplitudinea pulsației inducției în dinți, conform relației (6.7 a)

$$B_{puls1} = \frac{\gamma_2 \delta}{2l_1} B_{d1med} = \frac{1,33 \cdot 0,15}{2 \cdot 2,05} \cdot 1,45 = 0,071 \text{ T}$$

cu :

$$\gamma_2 = 1,33 \text{ (vezi paragraful 2.7 punctul 1).}$$

d) Pierderile de pulsație în dinții rotorului, conform relației (6.7)

$$P_{puls2} = k'_0 \left(\frac{Z_1 n_1}{10\,000} 10 B_{puls2} \right)^2 G_{d2} = 0,1 \left(\frac{72 \cdot 1\,500}{10\,000} \cdot 10 \cdot 0,204 \right)^2 \cdot 68,5 = 3,32 \text{ kW} \quad (2.61)$$

în care :

$$B_{puls2} = \frac{\gamma_1 \delta}{2l_2} B_{d2med} = \frac{4,09 \cdot 0,15}{2 \cdot 2,44} \cdot 1,62 = 0,204 \text{ T}$$

iar

$$G_{d2} = h_{e2} b_{d2med} l_{Fe} k_{Fe} Z_2 \gamma_{Fe} \cdot 10^{-3} = 3,4 \cdot 1,33 \cdot 34 \cdot 0,95 \cdot 60 \cdot 7,8 \cdot 10^{-3} = 68,5 \text{ kg.}$$

e) Pierderile totale în fier la funcționarea în gol

$$P_{Fe} = P_{Fepr} + P_{supr1} + P_{supr2} + P_{puls1} + P_{puls2} = 3,77 + 0,21 + 1,04 + 0,52 + 3,32 = 8,86 \text{ kW.} \quad (2.62)$$

3. Pierderile electrice principale, la funcționarea în sarcină.

a) Pierderile în înfășurarea statorului

$$P_{e11} = m_1 R_1 I_N^2 = 3 \cdot 1,32 \cdot 56,3^2 = 12,5 \text{ kW.} \quad (2.63)$$

b) Pierderile în înfășurarea rotorului

$$P_{e12} = m_2 R_2 I_2^2 = 3 \cdot 1,01 \cdot 10^{-2} \cdot 583^2 = 10,3 \text{ kW.} \quad (2.64)$$

c) Pierderile electrice la contactul între perii și inelele de contact, conform relației (6.15 a) — vol. I

$$P_{ct} = n_i \Delta U_{pe} I_{ri} = 3 \cdot 0,7 \cdot 583 = 1,22 \text{ kW} \quad (2.65)$$

în care, pentru perii de metal grafitat : $\Delta U_{pe} = 0,7 \text{ V}$ pe o perie.

d) Pierderile electrice principale totale

$$P_{el} = P_{el1} + P_{el2} + P_{el3} = 12,5 + 10,3 + 1,22 = 24,02 \text{ kW.} \quad (2.66)$$

OBSERVAȚIE. Pentru mașinile cu rotorul în scurtcircuit sau cu dispozitiv de scurtcircuitare și de ridicare al periilor

$$P_{el} = 0.$$

4. Pierderile mecanice prin frecare și de ventilație, conform relației (6.22) — vol. I

$$P_{mec} = P_{fr+v} + P_{fpe} = 3,9 + 0,525 = 4,425 \text{ kW} \quad (2.67)$$

în care, conform relației (6.23), pentru mașini cu ventilație radială

$$P_{fr+v} \approx 1,2 \cdot 2p \left(\frac{\tau}{10} \right)^3 \cdot (n_v + 11) = 1,2 \cdot 4 \left(\frac{36,9}{10} \right)^3 \cdot (5 + 11) = 3900 \text{ W} = 3,9 \text{ kW}$$

iar conform relației (6.24), pentru mașinile cu periile permanente aplicate pe inelele colectoare

$$P_{fpe} = 9,81 \mu_{pe} p_{pe} S_{pe} v_i = 9,81 \cdot 0,17 \cdot 0,2 \cdot 87,5 \cdot 18 = 525 \text{ W} = 0,525 \text{ kW}$$

unde :

$$\mu_{pe} = 0,17 \text{ (pentru inele } \mu_{pe} = 0,16 \div 0,18);$$

$$p_{pe} = 0,2 \text{ daN/cm}^2 \text{ (limitele normale : } 0,16 \div 0,22 \text{ daN/cm}^2);$$

$$S_{pe} = m_2 \frac{I_2}{J_{pe}} = 3 \cdot \frac{583}{20} = 87,5 \text{ cm}^2 \text{ — secțiunea tuturor periilor;}$$

$$v_i = \frac{\pi D_i n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,23 \cdot 1500}{60} = 18 \text{ m/s — viteza periferică a inelului colector, considerînd diametrul acestuia } D_i = 23 \text{ cm.}$$

OBSERVAȚIE. Pentru mașinile cu rotorul în scurtcircuit sau cu dispozitiv de scurtcircuitare și de ridicare al periilor

$$P_{fpe} = 0.$$

5. Pierderile de ventilație, datorită ventilatorului propriu, conform (6.26) — vol. I

$$P_v = \frac{QH}{\eta_v} = \frac{1,06 \cdot 767}{0,2} = 4050 \text{ W} = 4,05 \text{ kW} \quad (2.68)$$

în care :

$$\eta_v = 0,2 \text{ (limitele normale pentru ventilatorul radial :}$$

$$0,15 \div 0,25);$$

$$Q = \frac{(1 - \eta) P_N}{1,10_{aer}} = \frac{(1 - 0,93) \cdot 500}{1,1 \cdot 30} = 1,06 \text{ m}^3/\text{s, conform relației (6.26 a);}$$

$$H = 1,1 \eta_p (u_1^2 - u_2^2) = 1,1 \cdot 0,4 \cdot (55,7^2 - 36,9^2) = 767 \text{ Pa}$$

unde :

$$\eta_p = 0,4 \text{ (în mod normal : } \eta_p = 0,4 \div 0,45);$$

$$u_1 = \frac{\pi D_1 n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,71 \cdot 1500}{60} = 55,7 \text{ m/s;}$$

$$u_2 = \frac{\pi D_2 n}{60} = \frac{\pi \cdot 0,47 \cdot 1500}{60} = 36,9 \text{ m/s}$$

cu :

$$D_1 \approx D_e - 0,03 \text{ m} = 0,74 - 0,03 = 0,71 \text{ m — diametrul exterior al ventilatorului;}$$

$$D_2 \approx D = 0,47 \text{ m — diametrul interior al ventilatorului.}$$

6. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în sarcină se aproximează

$$P_{sFe} \approx 0,005 P_N = 2,5 \text{ kW.} \quad (2.69)$$

7. Pierderile suplimentare electrice, la funcționarea în sarcină, (datorită fenomenului de refluxare) se neglijează deoarece înălțimea $h = 0,17 \text{ cm}$ a conductorului este foarte mică.

8. Pierderile totale și randamentul mașinii.

a) Pierderile totale :

$$\Sigma P = P_{Fe} + P_{el} + P_{mec} + P_v + P_{sFe} = 8,86 + 24,02 + 4,425 + 4,05 + 2,5 = 43,855 \text{ kW.} \quad (2.70)$$

b) Randamentul mașinii la funcționarea nominală

$$\eta_N = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_N}{P_N + \Sigma P} = \frac{500}{500 + 43,855} = 0,92 \quad (2.70 \text{ a})$$

valoare apropiată de cea luată inițial ($\eta = 0,93$).

2.10. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU ROTORUL BOBINAT

A. Metoda analitică

1. Curentul de funcționare în gol, conform relației (1.129 a)

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0\mu}^2} = \sqrt{(1,75)^2 + (14,4)^2} = 14,5 \text{ A.} \quad (2.71)$$

în care:

$$I_{0a} = \frac{P_{Fe} + P_{mec} + P_e + P_{e10}}{m_1 U_1} = \frac{8860 + 4425 + 4050 + 820}{3 \cdot 3470} = 1,75 \text{ A,} \quad (2.71 \text{ a})$$

unde:

$$P_{e10} \approx m_1 R_1 I_{0\mu}^2 = 3 \cdot 1,32 \cdot 14,4^2 = 820 \text{ W.}$$

2. Factorul de putere, la funcționarea în gol, conform relației (1.130),

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} = \frac{1,75}{14,5} = 0,12. \quad (2.72)$$

3. Curentul de scurtcircuit I_{1k} , se calculează pentru reactanțele nesaturate, deoarece fiind cu rotorul bobinat, motorul va porni întotdeauna cu reostat la pornire, curentul avind valori mult mai mici ca cel de scurtcircuit la U_1 nominal.

Dealtfel, în cazul motorului cu rotorul bobinat, curentul și factorul de putere la funcționarea în scurtcircuit, prezintă importanță în cazul scurtcircuitului de avarie, cînd rotorul se poate bloca accidental în timp ce motorul este conectat la rețea.

a) Parametrii de scurtcircuit, conform relației (1.131)

$$R_k = c_1 R_1 + c_1^2 R_2' = 1,028 \cdot 1,32 + 1,028^2 \cdot 1,22 = 2,64 \text{ } \Omega; \quad (2.73)$$

$$X_k = c_1 X_{\sigma 1} + c_1^2 X_{\sigma 2}' = 1,028 \cdot 6,5 + 1,028^2 \cdot 6,21 = 13,25 \text{ } \Omega$$

în care:

$$c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = 1 + \frac{6,5}{234} = 1,028.$$

b) Modulul curentului de scurtcircuit rotoric, conform relațiilor (1.132 b)

$$I_{2k}' = c_1 I_{2k}'' = 1,028 \cdot 257 = 264 \text{ A} \quad (2.74)$$

în care:

$$I_{2k}'' = \frac{U_1}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{3470}{\sqrt{2,64^2 + 13,25^2}} = 257 \text{ A.}$$

c) Componentele curentului de scurtcircuit secundar, conform relațiilor (1.132 c)

— activă:

$$I_{2ka}' = I_{2k}' \cos \varphi_{2k} = 264 \cdot 0,196 = 51,8 \text{ A;}$$

— reactivă:

$$I_{2kr}' = I_{2k}' \sin \varphi_{2k} = 264 \cdot 0,982 = 259 \text{ A}$$

în care:

$$\cos \varphi_{2k} = \frac{R_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{2,64}{\sqrt{2,64^2 + 13,25^2}} = 0,196;$$

$$\sin \varphi_{2k} = \frac{X_k}{\sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{13,25}{\sqrt{2,64^2 + 13,25^2}} = 0,982.$$

d) Curentul de scurtcircuit, conform relației (1.132 c)

$$I_{1k} = \sqrt{(I_{0a} + I_{2ka}')^2 + (I_{0\mu} + I_{2kr}')^2} = \sqrt{(1,75 + 51,8)^2 + (14,4 + 259)^2} = 278 \text{ A.} \quad (2.75)$$

4. Factorul de putere la funcționarea în scurtcircuit, conform relației (1.133)

$$\cos \varphi_k = \frac{I_{0a} + I_{2ka}'}{I_{1k}} = \frac{1,75 + 51,8}{278} = 0,192. \quad (2.76)$$

5. Alunecarea critică, conform relației (1.138)

$$s_m = \frac{c_1 R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_{\sigma 2}')^2}} = \frac{1,028 \cdot 1,22}{\sqrt{1,32^2 + (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)^2}} = 0,0965. \quad (2.77)$$

6. Cuplul maxim, conform relației (1.139)

$$M_m = \frac{pm_1 U_1^2}{2c_1 \omega_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_{\sigma 2}')^2}]} = \frac{2 \cdot 1,028 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 [1,32 + \sqrt{1,32^2 + (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)^2}]}{2 \cdot 3 \cdot 3470^2} = 7800 \text{ Nm.} \quad (2.78)$$

7. Alunecarea nominală, conform relației (1.140)

$$s_N = \frac{R_2' I_{2N}}{k_E U_1} = \frac{1,22 \cdot 53}{0,97 \cdot 3470} = 0,0192 \text{ (adică: } s_N = 1,92\%) \quad (2.79)$$

în care:

$$I_{2N}' = I_2 \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}} = 583 \frac{3 \cdot 20 \cdot 0,957}{3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 53 \text{ A.}$$

8. Capacitatea de supraîncărcare

$$k_M = \frac{M_m}{M_N} = \frac{7800}{3250} = 2,4 \quad (2.80)$$

în care, conform relației (1.142), valoarea cuplului nominal este :

$$M_N = \frac{60 P_N}{2\pi n_N} = \frac{60 \cdot 500 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 1470} = 3\,250 \text{ Nm} \quad (2.80 \text{ a})$$

unde, turația nominală, este :

$$n_N = (1 - s_N)n_1 = (1 - 0,0192) \cdot 1\,500 = 1\,470 \text{ rot/min.} \quad (2.80 \text{ b})$$

Cum se vede $k_M < 2,5$ impus prin temă. În conformitate cu STAS 1893-78 (vezi și vol. I tabela 3.7 punctul 7, b), toleranța pentru cuplu maxim al motoarelor asincrone este de -10% din valoarea garantată, sub rezerva că după aplicarea toleranței $k'_M \geq 1,6$.

În cazul de față, valoarea lui $k_M = 2,5$ corectată cu -10% , rezultă :

$$k'_M = 2,5 - \frac{10}{100} \cdot 2,5 = 2,25.$$

Deci : $k_M = 2,4 > k'_M = 2,25$ ceea ce înseamnă că abaterea se înscrie în toleranțele admise.

9. Factorul de putere nominal, conform relației (1.141)

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{0a} + I'_{2aN}}{I_{1N}} = \frac{1,75 + 50}{57,1} = 0,91 \quad (2.81)$$

în care, cu relațiile (1.135) și (1.134), pentru $s_N = 0,0192$ s-au determinat :

$$I'_{2aN} = \frac{U_1 \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} = \frac{3\,470 \left(1,32 + 1,028 \frac{1,22}{0,0192} \right)}{\left(1,32 + 1,028 \frac{1,22}{0,0192} \right)^2 + (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)^2} = 50 \text{ A ;}$$

$$I'_{2rN} = \frac{U_1 (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} = \frac{3\,470 (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)}{\left(1,32 + 1,028 \frac{1,22}{0,0192} \right)^2 + (6,5 + 1,028 \cdot 6,21)^2} = 9,65 \text{ A ;}$$

$$I_{1N} = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2aN})^2 + (I_{\mu} + I'_{2rN})^2} = \sqrt{(1,75 + 50)^2 + (14,4 + 9,65)^2} = 57,1 \text{ A.} \quad (2.82)$$

Cum se observă, $\cos \varphi_N$ este apropiat de valoarea adoptată inițial ($\cos \varphi = 0,92$). Era de așteptat să rezulte o valoare ceva mai mică pentru $\cos \varphi_N$, întrucât, din motive tehnologice, întregul δ s-a luat puțin mai mare.

Folosind aceleași expresii, pentru diferitele mărimi, luând ca variabilă alunecarea s , se poate trasa atât caracteristica mecanică naturală $M = f(s)$ pentru U_{1N} , cât și $I = f(s)$.

B. Metoda grafo-analitică (diagrama cercului)

1. Construcția diagramei cercului, se face conform paragrafului 1.9.2 și este reprezentată în figura 2.6 (vezi și figura 1.77) :

— diametrul cercului :

$$D_c = \frac{U_1}{X_k} = \frac{3\,470}{13,25} = 262 \text{ A ;}$$

— se alege scara curentului $C_I = 1,5 \text{ A/mm}$, astfel încît :

$$\frac{D_c}{C_I} = \frac{262}{1,5} = 175 \text{ mm ;}$$

— scara puterii active :

$$C_p = m_1 U_1 C_I \cdot 10^{-3} = 3 \cdot 3\,470 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 15,6 \text{ kW/mm ;}$$

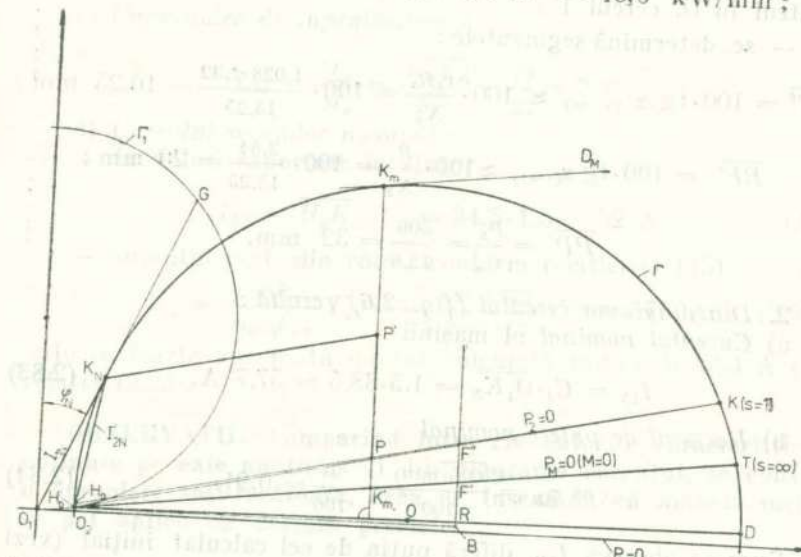


Fig. 2.6. Diagrama cercului pentru motorul asincron de 500 kW, 6 kV, 1 500 rot/min, cu rotorul bobinat.

— valoarea segmentelor:

$$\overline{O_1O_2} = \frac{I_\mu}{C_I} = \frac{14,4}{1,5} = 9,6 \text{ mm};$$

$$\overline{O_2H'_0} = \frac{P_{Fe} + P_{e10}}{C_F} = \frac{8,86 + 0,82}{15,6} = 0,62 \text{ mm};$$

$$\overline{O_2H_0} = \frac{P_{Fe} + P_{e10} + P_{mec} + P_r}{C_p} = \frac{8,86 + 0,82 + 4,425 + 4,05}{15,6} = 1,16 \text{ mm};$$

— se ia segmentul:

$$\overline{H'_0B} = 100 \text{ mm};$$

— se determină:

$$\overline{BR} = 100 \tan 2\alpha = 100 \cdot 2 \frac{R_k}{c_1 X_m} = 100 \cdot 2 \frac{1,32}{1,028 \cdot 234} = 1,05 \text{ mm};$$

— se ia segmentul $\overline{H'_0D} = \frac{D_c}{C_I} = 175 \text{ mm}$ și se trasează cu centrul în O , cercul Γ ;

— se determină segmentele:

$$\overline{RF'} = 100 \cdot \tan \alpha_{(\infty)} \approx 100 \cdot \frac{c_1 R_k}{X_k} = 100 \cdot \frac{1,028 \cdot 1,32}{13,25} = 10,25 \text{ mm};$$

$$\overline{RF''} = 100 \cdot \tan \alpha_{(\infty=1)} \approx 100 \cdot \frac{R_k}{X_k} = 100 \cdot \frac{2,64}{13,25} = 20 \text{ mm};$$

$$\overline{PP'} = \frac{P_N}{C_p} = \frac{500}{15,6} = 32 \text{ mm}.$$

2. Din diagrama cercului (fig. 2.6) rezultă:

a) Curentul nominal al mașinii

$$I_{1N} = C_I \cdot \overline{O_1K_N} = 1,5 \cdot 38,5 = 57,7 \text{ A}. \quad (2.83)$$

b) Factorul de putere nominal

$$\cos \varphi_N = \frac{\overline{O_1G}(\text{mm})}{100} = \frac{91}{100} = 0,91. \quad (2.84)$$

Cum se observă I_{1N} , diferă puțin de cel calculat inițial (vezi relația (2.3)), deoarece atât η_N cât și $\cos \varphi_N$, au rezultat ceva mai mici.

Valoarea recalculată a curentului, cu relația (1.3) este:

$$I_{1N} = \frac{P_N}{\sqrt{3} U_N \eta_N \cos \varphi_N} = \frac{500 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 6000 \cdot 0,92 \cdot 0,91} = 57,5 \text{ A} \quad (2.85)$$

ceea ce înseamnă că $I_{1N} = 57,7 \text{ A}$ obținut din diagrama cercului este corect. Datele nominale calculate ale mașinii vor fi deci:

$$I_{1N} = 57,5 \text{ A};$$

$$\eta_N = 0,92; \quad (2.86)$$

$$\cos \varphi_N = 0,91.$$

Deoarece, curentul nominal de 57,5 A diferă puțin de cel calculat inițial a cărui valoare era 56,3 A, se consideră ca bune rezultatele obținute; noile valori ale solicitărilor electrice, recalculat, vor fi:

$$A = 522 \frac{57,5}{56,3} = 532 \text{ A/cm}; \quad (2.87)$$

$$J_1 = 6,15 \frac{57,5}{56,3} = 6,28 \text{ A/mm}^2.$$

c) Capacitatea de supraîncărcare

$$K_M = \frac{M_m}{M_N} = \frac{K_m K'_m}{PP'} = \frac{79}{32} = 2,47. \quad (2.88)$$

d) Curentul secundar nominal:

— în valori raportate la stator

$$I'_{2N} = \overline{H_0K_N} \cdot C_I = 34,5 \cdot 1,5 = 52 \text{ A}; \quad (2.89)$$

— curentul real, din rotor, conform relației (1.145)

$$I_{2N} = \frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}} I'_{2N} = \frac{3 \cdot 228 \cdot 0,925}{3 \cdot 20 \cdot 0,957} \cdot 52 = 575 \text{ A}, \quad (2.89 a)$$

valoare foarte apropiată de cea calculată inițial de 583 A (vezi relația (2.23)).

OBSERVAȚIE. Comparînd între ele valorile caracteristicilor obținute pe cale analitică și din diagrama cercului, se constată o apropiere satisfăcătoare, ceea ce înseamnă că ambele metode se pot aplica cu destulă precizie.

Vederea de ansamblu cu secțiune longitudinală și transversală a motorului cu rotorul bobinat, este indicată în figura 2.7.

1. Ans. stator
2. Ans. înfășurare stator
3. Ans. placă borne stator
4. Ans. cutie borne stator
5. Ans. rotor împachetat
6. Ans. înfășurare rotor
7. Ans. inele colectoare
8. Ans. port-peri
9. Ans. verficator
10. Labirint
11. Căpăcel interior
12. Scut
13. Rulment cu role
14. Căpăcel exterior
15. Rulment cu role
16. Rulment cu bile

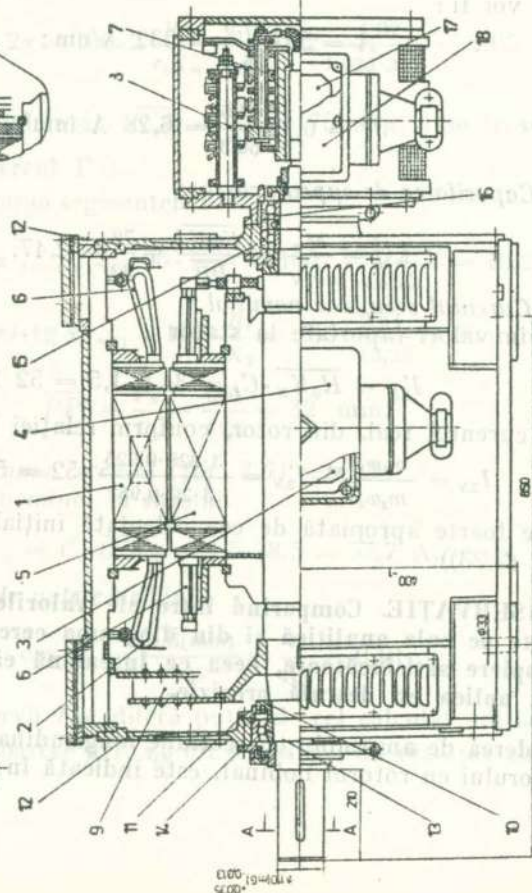
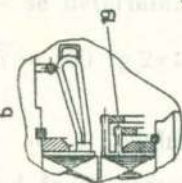


Fig. 2.7. Vederea de ansamblu a motorului asincron de 500 kW, 6 kV, 1 500 rot/min :
a — varianta cu rotorul bobinat ; b — varianta cu rotorul în scurtcircuit (dubla colivie).

II. MOTORUL CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU BARE ÎNALTE

Cum s-a menționat, statorul va rămâne același ca în exemplul precedent al motorului cu rotorul bobinat, astfel că se va începe exemplul de la dimensionarea rotorului.

De asemeni, se va insista, în special pe elementele oarecum diferite de ale rotorului bobinat în ceea ce privește dimensionarea și caracteristicile mașinii. Nu se va mai relua calculul pierderilor și randamentului care în principiu este același, diferențele față de rotorul bobinat, fiind specificate la fiecare punct în parte.

Caracteristicile de funcționare sînt aceleași ca la rotorul bobinat, iar cele de pornire sînt :

$$M_p/M_N = 1,2 ;$$

$$I_p/I_N \leq 6.$$

De asemenea mașina va avea același întrefier $\delta = 1,5$ mm.

2.11. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI ÎN SCURT-CIRCUIT CU BARE ÎNALTE

1. Colivia în scurtcircuit, se execută din bare de aluminiu în construcție sudată, deoarece avînd canalele radiale de ventilație nu se poate folosi metoda turnării acesteia.

Forma crestăturilor și dispunerea frontală a inelelor de scurtcircuitare sînt indicate în figura 1.25 a sau figura 1.51 b ; introducerea barelor în crestătură se face prin partea frontală.

2. Numărul de crestături ale rotorului în scurtcircuit cu bare înalte se stabilește conform tabelului 1.4 și observațiilor din cadrul acestuia, avînd în vedere că se vor folosi crestături drepte, la valoarea

$$Z_2 = 64. \quad (2.90)$$

3. Pasul dentar al rotorului

$$t_2 = \frac{\pi D_r}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 46,7}{64} = 2,3 \text{ cm}. \quad (2.90 a)$$

4. T.e.m. pe fază (dintr-o bară), conform relației (1.49 a)

$$E_2 = U_{20} = \frac{k_E U_1}{2w_1 k_{w1}} = \frac{0,97 \cdot 3470}{2 \cdot 228 \cdot 0,925} = 8 \text{ V}. \quad (2.91)$$

5. Curentul prin bară (de fază), conform relației (1.50 a)

$$I_b = k_I \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2} I_{1N} = 0,94 \frac{2 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925}{64} \cdot 57,5 = 1\,070 \text{ A} \quad (2.92)$$

în care I_{1N} este cel recalculat (vezi relația (2.85)).

6. Curentul în inelul de scurtcircuitare a coliviei, conform relației (1.51)

$$I_i = \frac{I_b}{2 \sin\left(\frac{\pi p}{Z_2}\right)} = \frac{1\,070}{2 \sin\left(\frac{180 \cdot 2}{61}\right)} = \frac{1\,070}{2 \cdot 0,0987} = 5\,420 \text{ A.} \quad (2.93)$$

7. Dimensionarea coliviei rotorului, în funcție de caracteristicile de pornire și funcționare impuse, se face conform paragrafului 1.10.1 B. Pentru aceasta, se procedează astfel (se au în vedere, la pornire, valorile saturate ale reactanțelor):

a) Valoarea saturată a reactanței statorului, conform relației (1.123)

$$X_{\sigma 1s} = X_{\sigma 1} \frac{\sum \lambda_{1s}}{\sum \lambda_1} = 6,5 \frac{5,135}{5,393} = 6,2 \, \Omega \quad (2.94)$$

în care, conform relației (1.123 a)

$$\lambda_{1s} = \lambda_{e1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{f1} = 1,80 + 0,515 + 2,82 = 5,135 \quad (2.94 \text{ a})$$

unde:

— cu relația (1.122) estimând pe λ_{d1} și k_{sd} aproximativ aceiași, se obține:

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{sd}} = \frac{0,645}{1,255} = 0,515; \quad (2.94 \text{ b})$$

— cu relația (1.82) și (2.40), însă pentru valoare majorată a istmului crestăturii se obține:

$$\lambda_{e1s} = \frac{h_1 - h_4}{3b_e} k_\beta + \frac{h_2}{b_e''} k'_\beta + \frac{h_4}{4b_e} = \frac{46,2 - 5,6}{3 \cdot 10,5} \cdot 0,906 + \frac{7,5}{13,25} \cdot 0,875 + \frac{5,6}{4 \cdot 10,5} = 1,80 \quad (2.94 \text{ c})$$

și în care, conform relațiilor (1.120) și (1.121)

$$\mu' = \frac{B_{dk}}{\mu_0 (H_{dk} + \tilde{I}_p A_N)} = \frac{2,04}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} (300 \cdot 10^2 + 6 \cdot 532 \cdot 10^2)} = 4,55$$

și $b_e'' = b_e + \frac{b_{dmcg}}{\mu'} = 10,5 + \frac{12,5}{4,55} = 13,25 \text{ mm.} \quad (2.94 \text{ d})$

$$b_e'' = b_e + \frac{b_{dmcg}}{\mu'} = 10,5 + \frac{12,5}{4,55} = 13,25 \text{ mm.}$$

b) Curentul secundar de pornire raportat la primar, conform relației (1.146)

$$I'_{2p} \approx 0,94 \cdot \tilde{I}_p I_N = 0,94 \cdot 6 \cdot 57,5 = 324 \text{ A.} \quad (2.95)$$

c) Valorile parametrilor rotorului, cu refulare și saturația magnetică, raportați la stator, se determină prin rezolvarea sistemului format de relațiile (1.147 a) și (1.148), în care:

$$c_{1s} = 1 + \frac{X_{\sigma 1s}}{X_m} = 1 + \frac{6,2}{234} = 1,026;$$

$$M_p = 1,2 M_N = 1,2 \cdot 3\,250 = 3\,900 \text{ Nm.}$$

Se obțin astfel:

$$R'_2(\xi) = 1,94 \, \Omega; \quad (2.96)$$

$$X'_{\sigma 2s}(\xi) = 3,9 \, \Omega.$$

d) Valorile neraportate ale parametrilor rotorului la pornire, conform relațiilor (1.125 a)

$$R_2(\xi) = \frac{R'_2(\xi)}{k_{rap}} = \frac{1,94}{8\,350} = 2,32 \cdot 10^{-4} \, \Omega;$$

$$X_{\sigma 2s}(\xi) = \frac{X'_{\sigma 2s}(\xi)}{k_{rap}} = \frac{3,9}{8\,350} = 4,68 \cdot 10^{-4} \, \Omega; \quad (2.97)$$

în care:

$$k_{rap} = \frac{4m_1(w_1 k_{w1})^2}{Z_2} = \frac{4 \cdot 3(228 \cdot 0,925)^2}{64} = 8\,350. \quad (2.97 \text{ a})$$

e) Rezistența barei rotorice, cu influența refulării curentului, conform relației (1.149)

$$k_R R_b \approx 0,91 R_2(\xi) = 0,91 \cdot 2,32 \cdot 10^{-4} = 2,11 \cdot 10^{-4} \, \Omega. \quad (2.98)$$

f) Reactanța rotorului (orientativă), cu influența refulării însă fără saturația magnetică, conform relației (1.149 a)

$$X_{\sigma 2}(\xi) \approx \frac{X_{\sigma 2s}(\xi)}{0,8} = \frac{4,68 \cdot 10^{-4}}{0,8} = 5,85 \cdot 10^{-4} \, \Omega. \quad (2.98 \text{ a})$$

g) Valorile parametrilor rotorului, raportați la stator, fără influența refulării și saturației se determină prin rezolvarea sistemului format de relațiile (1.139) și (1.140) în care:

$$c_1 = 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = 1 + \frac{6,5}{234} = 1,028;$$

$$M_m = 2,5 M_N = 2,5 \cdot 3\,250 = 8\,130 \text{ Nm};$$

$$s_N = 0,02 \text{ (se estimează alunecarea nominală la 2\%);}$$

$$I'_{2N} = I_b \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}} = I_b \frac{Z_2}{2m_1 w_1 k_{w1}} = 1\,070 \frac{64}{2 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 54 \text{ A.}$$

Se obțin astfel :

$$\begin{aligned} R'_2 &= 1,25 \, \Omega ; \\ X'_{\sigma 2} &= 5,65 \, \Omega, \end{aligned} \quad (2.99)$$

iar în valori nerăpportate :

$$R_2 = \frac{R'_2}{k_{rap}} = \frac{1,25}{8 \, 350} = 1,5 \cdot 10^{-4} \, \Omega ; \quad (2.99 \, a)$$

$$X_{\sigma 2} = \frac{X'_{\sigma 2}}{k_{rap}} = \frac{5,65}{8 \, 350} = 6,75 \cdot 10^{-4} \, \Omega.$$

h) *Rezistența barei*, fără influența refulării (valoare orientativă), conform relației (1.150) și (1.78)

$$R_b \approx 0,75 R_2 = 0,75 \cdot 1,5 \cdot 10^{-4} = 1,13 \cdot 10^{-4} \, \Omega.$$

i) *Secțiunea barei* (valoare orientativă), conform relației (1.78 a)

$$s_b = \rho_b \frac{L_b}{R_b} = 1,35 \cdot \frac{1}{32} \cdot \frac{0,49}{1,13 \cdot 10^{-4}} = 183 \, \text{mm}^2 \quad (2.100)$$

în care :

$$\rho_{Al115} = 1,35 \, \rho_{20} = 1,35 \cdot \frac{1}{32} \frac{\Omega \, \text{mm}^2}{\text{m}} ;$$

$$L_b = l_g + 10 \, \text{cm} = 39 + 10 = 49 \, \text{cm} = 0,49 \, \text{m}.$$

j) *Verificarea densității de curent*, în bară

$$J_b = \frac{I_b}{s_b} = \frac{1 \, 070}{183} = 5,85 \, \text{A/mm}^2.$$

Cum se observă densitatea rezultată pentru aluminiu, este mai mare decât limita admisă (vezi paragraful 1.4.1 B).

De aceea, impunem, avînd în vedere turația mare a rotorului și deci o răcire bună

$$J_b = 5 \, \text{A/mm}^2$$

și rezultă :

$$s_b = \frac{I_b}{J_b} = \frac{1 \, 070}{5} = 214 \, \text{mm}^2, \quad (2.100 \, a)$$

ceea ce înseamnă că alunecarea nominală va rezulta mai mică.

Rezistența barei recalculată :

$$R_b = \rho_b \frac{L_b}{s_b} = 1,35 \cdot \frac{1}{32} \cdot \frac{0,49}{214} = 0,97 \cdot 10^{-4} \, \Omega, \quad (2.100 \, b)$$

iar rezistența pe fază, la funcționarea nominală,

$$R_2 \approx \frac{R_b}{0,75} = 1,29 \cdot 10^{-4} \, \Omega. \quad (2.100 \, c)$$

k) *Coefficientul echivalent* de majorare a rezistenței, datorită refulării, rezultă din comparația valorilor date de relația (2.98) și de relația (2.100 b).

Astfel

$$k_R = \frac{2,11 \cdot 10^{-4}}{0,97 \cdot 10^{-4}} = 2,18.$$

Coefficientul de majorare a rezistenței barei se determină din relația (1.111)

$$k_r = \frac{L_b}{l_{Fe}} \left(k_R - \frac{L_b - l_{Fe}}{L_b} \right) = \frac{49}{34} \left(2,18 - \frac{49 - 34}{49} \right) = 2,7. \quad (2.101)$$

l) *Înălțimea barei*, se determină din considerarea relațiilor (1.114), (1.113) și (1.113 a) pentru $s = 1$.

Rezultă astfel (pentru $\xi > 2$)

$$h \approx \frac{k_r}{\alpha} = \frac{2,7}{0,665} = 4,05 \, \text{cm}.$$

m) *Dimensiunile barei*, se stabilesc în concordanță cu STAS 6499/2-74 (anexa 8, tabelul 8-II) la valorile :

$$h \times b = 40 \times 5,6 = 223 \, \text{mm}^2. \quad (2.102)$$

Densitatea de curent, din bara rotorului :

$$J_b = \frac{I_b}{s_b} = \frac{1 \, 070}{223} = 4,8 \, \text{A/mm}^2. \quad (2.102 \, a)$$

n) *Dimensiunile inelului* de scurtcircuitare tot din aluminiu, dacă se impune densitatea de curent în inel $J_t = 0,75 J_b = 3,6 \, \text{A/mm}^2$:

$$s_t = \frac{I_t}{J_t} = \frac{5 \, 420}{3,6} = 1 \, 500 \, \text{mm}^2.$$

Se alege din STAS 6499/2-74, inel de scurtcircuitare cu dimensiunile (vezi fig. 1.51):

$$a = 2,5 \text{ cm}; b = 6 \text{ cm.} \quad (2.102 \text{ b})$$

o) Dimensiunile creștăturii (vezi fig. 1.55 b) sînt:

$$\begin{aligned} b_{c2} &= 6 \text{ mm}; \\ h_1 &= 40,5 \text{ mm}; \\ h_0 &= 3 \text{ mm}; \\ b_0 &= 2,5 \text{ mm}; \\ h_{c2} &= 43,5 \text{ mm.} \end{aligned} \quad (2.103)$$

În mod normal, trebuie verificată imediat valoarea maximă a inducției la baza dintelui, care nu trebuie să depășească limitele admisibile.

Deoarece, în cazul barelor înalte, rezultă, de regulă, lățimi mari ale dinților, se va urmări acest lucru la calculul tensiunii magnetice în dinții rotorului (vezi paragraful 2.13 punctul 3).

2.12. JUGUL ȘI DIAMETRUL INTERIOR AL ROTORULUI

1. Înălțimea jugului rotor, rămîne cea determinată anterior la paragraful 2.6 punctul 1 pentru $B_{j2} = 1,4 \text{ T}$ și anume:

$$h_{j2} = 8 \text{ cm.}$$

2. Diametrul interior al miezului magnetic rotor, conform relației (1.56)

$$D_{tr} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) = 46,7 - 2(4,35 + 8) = 22 \text{ cm.}$$

Fiind o valoare rotunjită din punct de vedere tehnologic se stabilește definitiv

$$D_{tr} = 22 \text{ cm} = 220 \text{ mm.}$$

Aceasta înseamnă că inducția maximă în jugul rotoric este cea luată cînd s-a determinat jugul rotorului, adică:

$$B_{j2} = 1,4 \text{ T.} \quad (2.104)$$

2.13. T.m.m. PE O PERECHE DE POLI ȘI CURENTUL DE MAGNETIZARE

1. *T.m. a întrefierului*, pentru o pereche de poli, se calculează similar ca la paragraful 2.7 punctul 1, în care diferă însă k_c , (prin k_{c2}), deoarece diferă deschiderea istmului creștăturii rotorului.

Deci:

$$U_{m8} = 2 \frac{B_{\delta}}{\mu_0} k_c \delta = 2 \frac{0,807}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,47 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} = 2840 \text{ A} \quad (2.105)$$

în care, coeficientul lui Carter este

$$k_c = k_{c1} k_{c2} = 1,43 \cdot 1,03 = 1,47$$

unde:

$$k_{c1} = 1,43 \text{ (identic cu cel determinat la relația (2.28));}$$

iar

$$k_{c2} = \frac{t_2}{t_2 - \gamma_2 \delta} = \frac{23}{23 - 0,415 \cdot 1,5} = 1,03$$

cu:

$$\gamma_2 = \frac{\left(\frac{a_r}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{a_r}{\delta}} = \frac{\left(\frac{b_0}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_0}{\delta}} = \frac{\left(\frac{2,5}{1,5}\right)^2}{5 + \frac{2,5}{1,5}} = 0,415.$$

2. *T.m.a dinților statorului*, pentru o pereche de poli, este cea calculată la paragraful 2.7 punctul 2 (vezi relația (2.30)),

$$U_{ma1} = 355 \text{ A.}$$

3. *T.m. a dinților rotorului*, pentru o pereche de poli.

Deoarece creștătura rotorului este cu pereții paraleli, t.m. se calculează similar ca la stator și ca în exemplul de calcul precedent (la rotorul bobinat); în acest caz $h_{d2} = h_{c2} = 4,35 \text{ cm}$:

a) lățimile dintelui în cele 3 secțiuni sînt:

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 4,35)}{64} - 0,6 = 1,26 \text{ cm};$$

$$b_{d2med} = \frac{\pi(D_r - h_{c2})}{Z_2} - b_{c2} = \frac{\pi(46,7 - 4,35)}{64} - 0,6 = 1,48 \text{ cm};$$

$$b_{d2max} = t_2 - b_{c2} = 2,3 - 0,6 = 1,7 \text{ cm};$$

b) inducțiile aparente în cele 3 secțiuni ale dintelui rotorului :

$$B'_{d2\max} = \frac{l_1 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2\min}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,26} = 1,61 \text{ T};$$

$$B'_{d2\text{med}} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2\text{med}}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,48} = 1,37 \text{ T}; \quad (2.106)$$

$$B'_{d2\min} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2\max}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,7} = 1,2 \text{ T}.$$

Din curba de magnetizare a tablei silicioase laminată la rece cu cristale neorientate (anexa 2), pentru inducțiile de mai sus rezultă :

$$H_{d2\max} = 40 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2\text{med}} = 9 \text{ A/cm};$$

$$H_{d2\min} = 5 \text{ A/cm}.$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, conform relației (1.61) este :

$$H_{d2} = \frac{1}{6} (H_{d2\max} + 4H_{d2\text{med}} + H_{d2\min}) = \frac{1}{6} (40 + 4 \cdot 9 + 5) = 13,5 \text{ A/cm}.$$

T.m. a dinților rotorului, conform relației (1.63)

$$U_{md2} = 2h_{d2}H_{d2} = 2 \cdot 4,35 \cdot 13,5 = 118 \text{ A}. \quad (2.107)$$

Verificarea coeficientului parțial de saturație magnetică.

Cu relația (1.63 d) rezultă :

$$k_{sd} = \frac{U_{m8} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m8}} = \frac{2840 + 355 + 118}{2840} = 1,17. \quad (2.108)$$

Față de valoarea aleasă inițial ($k_{sd} = 1,2$), diferența este mică astfel încît valorile lui α_i și k_B (vezi relația (2.4)) se consideră bune.

4. T.m. a jugului statoric, pentru o pereche de poli, este cea calculată în exemplul precedent, la paragraful 2.7 punctul 4 (vezi relația (2.33)),

$$U_{mj1} = 229 \text{ A}.$$

5. T.m. a jugului rotoric, pentru o pereche de poli, conform relației (1.65)

$$U_{mj2} = \zeta_2 L_{j2} H_{j2} = 0,4 \cdot 23,6 \cdot 10 = 95 \text{ A}. \quad (2.109)$$

în care :

$$L_{j2} = \frac{\pi(D_{tr} + h_{j2})}{2p} = \frac{\pi(22 + 8)}{4} = 23,6 \text{ cm};$$

$$H_{j2} = 10 \text{ A/cm, din anexa 2, pentru } B_{j2} = 1,4 \text{ T};$$

$$\zeta_2 = 0,4 - \text{din figura 1.30, pentru } B_{j2} = 1,4 \text{ T}.$$

6. T.m.m. a circuitului magnetic, pe o pereche de poli, conform relației (1.66)

$$U_{mcirc} = U_{m8} + U_{md1} + U_{md2} + U_{mj1} + U_{mj2} = 2840 + 355 + 118 + 229 + 95 = 3637 \text{ A}. \quad (2.110)$$

7. Curentul de magnetizare, conform relației (1.67)

$$I_\mu = \frac{pU_{mcirc}}{0,9m_1 w_1 k_{e1}} = \frac{2 \cdot 3637}{0,9 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 12,7 \text{ A} \quad (2.111)$$

sau în procente (relația (1.67 a))

$$I_\mu \% = \frac{I_\mu}{I_N} 100 = \frac{12,7}{57,5} 100 = 22,2\%. \quad (2.111 a)$$

2.14. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR MAȘINI ASINCRONE CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT CU BARE ÎNALTE

A. Parametrii înfășurării statorului.

Se vor considera în general, cei calculați în exemplul precedent cu corectarea unor valori, în funcție de noile date ale mașinii cu bare înalte. Pe de altă parte, se va avea în vedere că, în cazul de față, se va lucra atît cu valorile nesaturate (pentru calculul caracteristicilor de funcționare) cit și cu cele saturate (pentru caracteristicile de pornire).

1. Rezistența pe fază a înfășurării statorului, conform relației (2.39)

$$R_1 = 1,32 \Omega.$$

2. Permeanța specifică a scăpărilor în creștătură :

— valoarea nesaturată, conform relației (2.40)

$$\lambda_{c1} = 1,928; \quad (2.112)$$

— valoarea saturată, conform relației (2.94 c)

$$\lambda_{c1s} = 1,80. \quad (2.112 a)$$

3. Permeanța specifică a scăpărilor diferențiale :

— valoarea nesaturată dată de relația (1.95) rezultă din relația (2.41) recalculată pentru noile valori ale coeficientului Carter și coeficientului de amortizare ρ_{d1} .

Astfel, din tabelul 1.9 pentru $q_1 = 6$ și $Z_2/p = 32$, rezultă, în situația cînd mașina are creștături drepte

$$\rho'_{d1} \approx 0.59.$$

Se determină în acest caz :

$$\lambda_{d1} = 0.645 \frac{k_C}{k'_C} \cdot \frac{\rho'_{d1}}{\rho_{d1}} = 0.645 \frac{1.56}{1.47} \cdot \frac{0.59}{1} = 0.405; \quad (2.113)$$

— valoarea saturată, conform relației (1.122) se obține

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{ed}} = \frac{0.405}{1.17} = 0.345. \quad (2.113 a)$$

4. Permeanța specifică a scăpărilor în părțile frontale, conform relației (2.43)

$$\lambda_{f1} = 2.82.$$

Ca și în cazul rotorului bobinat : $\lambda_{e1,2} = 0$.

5. Permeanța specifică totală a înfășurării statorului :

— valoarea nesaturată

$$\Sigma \lambda_1 = \lambda_{e1} + \lambda_{d1} + \lambda_{f1} = 1.928 + 0.405 + 2.82 = 5.153; \quad (2.114)$$

— valoarea saturată

$$\Sigma \lambda_{1s} = \lambda_{e1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{f1} = 1.80 + 0.345 + 2.82 = 4.965. \quad (2.114 a)$$

6. Reactanța de scăpări, pe fază, a înfășurării statorului se calculează pentru diferitele valori ale permeanței specifice totale cu relația (1.79). Astfel :

— valoarea nesaturată

$$X_{e1} = 0.158 \left(\frac{l_1}{100} \right) \left(\frac{w_1}{100} \right)^2 \frac{l_i}{pq_1} \sum \lambda_1 = 0.158 \left(\frac{50}{100} \right) \left(\frac{228}{100} \right)^2 \frac{35.3}{2 \cdot 6} \cdot 5.153 = 6.2 \Omega. \quad (2.115)$$

— valoarea saturată, conform relației (1.123)

$$X_{e1s} = X_{e1} \cdot \frac{\Sigma \lambda_{1s}}{\Sigma \lambda_1} = 6.2 \cdot \frac{4.965}{5.153} = 5.97 \Omega. \quad (2.115 a)$$

B. Parametrii înfășurării rotorului în scurtcircuit cu bare înalte

1. Rezistența pe fază, a înfășurării rotorului

a) Fără influența refulării curentului din bară, conform relației (1.78) și fig. 1.51

$$R_2 = R_b + \frac{R_l}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} = 0.925 \cdot 10^{-4} + \frac{0.523 \cdot 10^{-4}}{2 \sin^2 \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = 1.19 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (2.116)$$

în care :

$$R_b = \rho_{b1150} \frac{L_b}{s_b} = 1.35 \frac{1}{32} \cdot \frac{0.49}{223} = 0.925 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (2.116 a)$$

unde, conform relației (2.100) $L_b = 0.49$ m și relației (2.102) $s_b = 223$ mm²;

$$R_l = \rho_{l1150} \frac{L_l}{s_l} = 1.35 \frac{1}{32} \cdot \frac{1.86 \cdot 10^{-2}}{1500} = 0.523 \cdot 10^{-6} \Omega, \quad (2.116 b)$$

unde, conform relației (2.102 b) $s_l = 15$ cm² = 1500 mm², iar cu relația (1.78 b)

$$L_l = \frac{\pi D_l}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 38}{64} = 1.86 \text{ cm} = 1.86 \cdot 10^{-2} \text{ m}$$

și în care, conform figura 1.51.

$$D_l \approx D_r - 2h_{e2} = 46.7 - 2 \cdot 4.35 = 38 \text{ cm}. \quad (2.116 c)$$

b) Cu influența refulării curentului din bară, conform relației (1.108)

$$R_2(\xi) = k_R R_b + \frac{R_l}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} = 2.15 \cdot 0.925 \cdot 10^{-4} + \frac{0.523 \cdot 10^{-6}}{2 \sin^2 \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = 2.26 \cdot 10^{-4} \Omega, \quad (2.117)$$

în care, conform relației (1.111)

$$k_R = k_r \frac{l_{ye}}{L_b} + \frac{L_b - l_{ye}}{L_b} = 2.66 \cdot \frac{34}{49} + \frac{49 - 34}{49} = 2.15 \quad (2.117 a)$$

unde, conform relațiilor (1.114), (1.113) și (1.113 a), pentru $s = 1$ și $\xi > 2$:

$$k_r = \xi = \alpha h = 0.665 \cdot 4 = 2.66. \quad (2.117 b)$$

2. *Permeanța specifică a scăpărilor în creștătura rotorului.*
a) *Fără influența refulării curentului din bară și fără influența saturației magnetice.* conform figurii 1.55 b și relației (1.91) pentru datele din relația (2.103), rezultă :

$$\lambda_{c2} = \left(\frac{h_1}{3b_{c2}} \right) + \frac{h_1 - h}{2b_{c2}} + \frac{h_0}{b_0} = \frac{40,5}{3 \cdot 6} + \frac{40,5 - 40}{2 \cdot 6} + \frac{3}{2,5} = 3,49. \quad (2.118)$$

b) *Cu influența refulării curentului din bară și a saturației magnetice,* în conformitate cu indicațiile de la paragraful 1.8.4 relația (1.110) (termenii care se referă la creștătură) și de la paragraful 1.8.5 relațiile (1.120) și (1.121), rezultă :

$$\lambda_{c2s}(\xi) = k_x \left(\frac{h_1}{3b_{c2}} \right) + \frac{h_1 - h}{2b_{c2}} + \frac{h_0}{b_0''} = 0,582 \cdot \frac{40,5}{3 \cdot 6} + \frac{40,5 - 40}{2 \cdot 6} + \frac{3}{7} = 1,78 \quad (2.119)$$

în care, conform relației (1.111 a)

$$k_x = k_x \frac{l_{pe}}{l_i} + \frac{l_i - l_{pe}}{l_i} = 0,565 \frac{34}{35,3} + \frac{35,3 - 34}{35,3} = 0,582 \quad (2.119 a)$$

și unde, conform relațiilor (1.114), pentru $\xi = 2,66$ (deci $\xi > 2$)

$$k_x = \frac{3}{2\xi} = \frac{3}{2 \cdot 2,66} = 0,565;$$

conform relațiilor (1.121)

$$b_0'' = b_0 + \frac{b_{d0}}{\mu} = 2,5 + \frac{20,5}{4,55} = 7 \text{ mm}$$

cu

$$b_{d0} = t_2 - b_0 = 23 - 2,5 = 20,5 \text{ mm}$$

și

$$\mu' = 4,55 \text{ dat de relațiile (2.94 d).}$$

3. *Permeanța specifică a scăpărilor diferențiale.*

a) *Valoarea nesaturată,* conform relației (1.96)

$$\lambda_{d2} = 0,9 \frac{l_2(q_2 k_{w2})^2 \rho_{d2} k_{02}}{k_c \delta} \sigma_{d2} = 0,9 \frac{2,3(5,35 \cdot 1)^2 \cdot 1 \cdot 1}{1,47 \cdot 0,15} 0,32 \cdot 10^{-2} = 0,86 \quad (2.120)$$

în care :

$$q_2 = \frac{Z_2}{3 \cdot 2p} = \frac{61}{3 \cdot 4} = 5,35;$$

$$\rho_{d2} \approx 1;$$

$$k_{02} \approx 1;$$

$$\sigma_{d2} = \frac{9,15}{q_2^2} \cdot 10^{-2} = \frac{9,15}{5,35^2} \cdot 10^{-2} = 0,32 \cdot 10^{-2}, \text{ din tabelul 1.12.}$$

b) *Valoarea saturată,* conform relației (1.122 a)

$$\lambda_{d2s} = \frac{\lambda_{d2}}{k_{ed}} = \frac{0,86}{1,17} = 0,735. \quad (2.120 a)$$

4. *Permeanța specifică a scăpărilor în părțile frontale,* conform relației (1.104 a)

$$\lambda_{f2} = \frac{2,3D_i}{Z_2 l_i \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7D_i}{2(a+b)} = \frac{2,3 \cdot 38}{64 \cdot 35,3 \cdot 0,197^2} \log \frac{4,7 \cdot 38}{2(2,5 + 6)} = 1,01 \quad (2.121)$$

în care :

$$\Delta = 2 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right) = 2 \sin \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right) = 2 \cdot 0,0987 = 0,197;$$

$D_i = 38 \text{ cm}$ (vezi relația (2.116 c)).

5. *Permeanța specifică totală a înfășurării rotorului :*

— valoarea nesaturată și neafectată de refulare

$$\Sigma \lambda_2 = \lambda_{c2} + \lambda_{d2} + \lambda_{f2} = 3,49 + 0,86 + 1,01 = 5,36; \quad (2.122)$$

— valoarea saturată și afectată de refularea curentului din bară

$$\Sigma \lambda_{2s}(\xi) = \lambda_{c2s}(\xi) + \lambda_{d2s} + \lambda_{f2} = 1,78 + 0,735 + 1,01 = 3,525. \quad (2.122 a)$$

6. *Reactanța de scăpări a înfășurării rotorului în scurtcircuit* cu bare înalte, conform relației (1.81 a) :

— valoarea nesaturată și neafectată de refulare

$$X_{\sigma 2} = 7,9 \int l_i \cdot 10^{-8} \Sigma \lambda_2 = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 5,36 = 7,48 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.123)$$

— valoarea saturată și cu influența refulării curentului din bară

$$X_{\sigma 2}(\xi) = X_{\sigma 2} \frac{\Sigma \lambda_2(\xi)}{\Sigma \lambda_2} = 7,48 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{3,525}{5,36} = 4,92 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.123 \text{ a})$$

7. Valorile raportate la stator, ale parametrilor rotorului, conform relațiilor (1.125 a)

$$R_2' = k_{rap} R_2 = 8\,350 \cdot 1,19 \cdot 10^{-4} = 1 \Omega;$$

$$R_2'(\xi) = k_{rap} R_2(\xi) = 8\,350 \cdot 2,26 \cdot 10^{-4} = 1,89 \Omega;$$

$$X_{\sigma 2}' = k_{rap} X_{\sigma 2} = 8\,350 \cdot 7,48 \cdot 10^{-4} = 6,25 \Omega; \quad (2.124)$$

$$X_{\sigma 2}'(\xi) = k_{rap} X_{\sigma 2}'(\xi) = 8\,350 \cdot 4,92 \cdot 10^{-4} = 4,1 \Omega,$$

în care factorul de raportare este dat de relația (2.97 a).

8. Reactanța utilă (de magnetizare), conform relației (1.105)

$$X_m = \frac{U_1 - I_\mu X_{\sigma 1}}{I_\mu} = \frac{3\,470 - 12,7 \cdot 6,2}{12,7} = 267 \Omega. \quad (2.125)$$

2.15. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU BARE ÎNALTE

Se vor calcula caracteristicile de pornire și funcționare mai întâi prin metoda analitică, conform paragrafului 1.10.1 A, apoi cele de funcționare și din diagrama cercului. Caracteristicile de pornire se determină cu parametrii afectați atât de refulare cât și de saturația magnetică; la determinarea caracteristicilor de funcționare aceste influențe se neglijează.

1. Curentul de pornire absorbit de motor:

a) componentele curentului de funcționarea în gol

$$I_{0a} \approx 1,75 \text{ A} \text{ — relația (2.71 a);}$$

$$I_\mu = 12,7 \text{ A — relația (2.111);}$$

b) curentul secundar de pornire, raportat la primar, conform relației (1.147 a)

$$I_{2p}' = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R_2'(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2}'(\xi))^2}} = \frac{3\,470}{\sqrt{(1,32 + 1,022 \cdot 1,89)^2 + (5,97 + 1,022 \cdot 4,1)^2}} = 326 \text{ A} \quad (2.125)$$

unde:

$$c_{1s} = 1 + \frac{X_{1s}}{X_m} = 1 + \frac{5,97}{267} = 1,022;$$

c) componentele curentului de pornire din secundar, raportat la primar, conform relațiilor (1.147 b) și (1.147 c):

$$I_{2pa}' = I_{2p}' \frac{R_1 + c_{1s} R_2'(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R_2'(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2}'(\xi))^2}} = 326 \cdot \frac{1,32 + 1,022 \cdot 1,89}{\sqrt{(1,32 + 1,022 \cdot 1,89)^2 + (5,97 + 1,022 \cdot 4,1)^2}} = 99,6 \text{ A};$$

$$I_{2pr}' = I_{2p}' \frac{X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2}'(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R_2'(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2}'(\xi))^2}} = 326 \cdot \frac{5,97 + 1,022 \cdot 4,1}{\sqrt{(1,32 + 1,022 \cdot 1,89)^2 + (5,97 + 1,022 \cdot 4,1)^2}} = 312 \text{ A}.$$

Curentul de pornire, absorbit, conform relației (1.147)

$$I_p = \sqrt{(I_{0a} + I_{2pa}')^2 + (I_\mu + I_{2pr}')^2} = \sqrt{(1,75 + 99,6)^2 + (12,7 + 312)^2} = 342 \text{ A}, \quad (2.126)$$

sau în valori relative:

$$\frac{I_p}{I_N} = \frac{342}{57,5} = 5,95 < 6, \text{ deci în limite.} \quad (2.126 \text{ a})$$

2. Cuplul de pornire, conform relației (1.148)

$$M_p = \frac{m_1 R_2'(\xi) I_{2p}'^2}{\Omega_1} = \frac{m_1 p R_2'(\xi) I_{2p}'^2}{\omega_1 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 1,89 \cdot 326^2}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 3\,830 \text{ Nm}, \quad (2.127)$$

sau în valori relative:

$$\frac{M_p}{M_N} = \frac{3\,830}{3\,250} = 1,18 \text{ apropiat de valoarea impusă.}$$

3. Cuplu maxim, conform relației (1.139)

$$M_m = \frac{pm_1 U_1^2}{2c_1 \omega_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X_{\sigma 2}')^2}]} = \frac{2 \cdot 1,023 \cdot 2\pi \cdot 50 [1,32 + \sqrt{1,32^2 + (6,2 + 1,023 \cdot 6,25)^2}]}{2 \cdot 3 \cdot 3\,470^2} = 8\,000 \text{ Nm} \quad (2.128)$$

unde:

$$c_1 = 1 + \frac{X_{1s}}{X_m} = 1 + \frac{6,2}{267} = 1,023.$$

Valoare relativă sau capacitatea de supraîncărcare

$$k_M = \frac{M_m}{M_N} = \frac{8\,000}{3\,250} = 2,46 \text{ — foarte apropiată de valoarea impusă.}$$

4. Alunecarea nominală, conform relației (1.140)

$$s_N = \frac{R'_2 I'_{2N}}{k_E U_1} = \frac{1 \cdot 54}{3 \cdot 360} = 0,016, \text{ sau în procente: } s_N = 1,6\% \quad (2.129)$$

în care:

$$I'_{2N} = 54 \text{ A, este calculat la punctul 2.11.7 g.}$$

5. Factorul de putere nominal, conform relației (1.141)

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{0a} + I'_{2aN}}{I_{1N}} = \frac{1,75 + 51,2}{57,5} = 0,92 \quad (2.130)$$

în care, conform relațiilor (1.135) și (1.134), pentru $s = s_N$, s-au determinat:

$$\begin{aligned} I'_{2aN} &= \frac{U_1 \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} = \\ &= \frac{3 \cdot 470 \left(1,32 + 1,023 \frac{1}{0,016} \right)}{\left(1,32 + 1,023 \frac{1}{0,016} \right)^2 + (6,2 + 1,023 \cdot 6,25)^2} = 51,2 \text{ A ;} \\ I'_{2rN} &= \frac{U_1 (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} = \\ &= \frac{3 \cdot 470 (6,2 + 1,023 \cdot 6,25)}{\left(1,32 + 1,023 \frac{1}{0,016} \right)^2 + (6,2 + 1,023 \cdot 6,25)^2} = 9,9 \text{ A ;} \\ I_{1N} &= \sqrt{(I_{0a} + I'_{2aN})^2 + (I_{\mu} + I'_{2rN})^2} = \\ &= \sqrt{(1,75 + 51,2)^2 + (12,7 + 9,9)^2} = 57,5 \text{ A} \end{aligned}$$

adică identic cu cel considerat din exemplul precedent, ceea ce era de așteptat, deoarece η_N și $\cos \varphi_N$ sînt apropiate.

Valori foarte apropiate se obțin, pentru caracteristicile de funcționare și din diagrama cercului, construită cu parametrii neafecțați nici de refulare și nici de saturația magnetică.

Astfel din diagrama cercului (la funcționare în regim nominal) rezultă:

$$\begin{aligned} I_{1N} &= 56,5 \text{ A ;} \\ \cos \varphi_N &= 0,92 ; \\ k_M &= 2,5 ; \\ I'_{2N} &= 51,5 \text{ A.} \end{aligned} \quad (2.131)$$

III. MOTORUL CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU DUBLĂ COLIVIE

Ca și în cazul rotorului în scurtcircuit cu bare înalte și la rotorul cu dublă colivie, statorul va rămîne același ca în exemplul I al motorului cu rotorul bobinat.

De asemenea, se va considera același număr de creștături ale rotorului ca și pentru colivia cu bare înalte.

Se va insista însă, în special, pe elementele diferite de celelalte cazuri: dimensionarea coliviei rotorului, calculul caracteristicilor și t.m. a dinților rotorului.

Caracteristicile de funcționare și de pornire sînt următoarele:

$$\begin{aligned} M_m/M_N &= 2,2 ; \quad M_p/M_N = 1,45 ; \\ s_N &= 1,6\% ; \quad I_p/I_N \leq 5,5. \end{aligned}$$

Deschiderea istmului creștăturii rotorului și lățimea întrefierului vor fi aceleași ca la rotorul cu bare înalte.

2.16. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI ÎN SCURT-CIRCUIT CU COLIVIE DUBLĂ

1. *Dublă colivie* va avea o creștătură de forma indicată în figura 1.78 b colivia de lucru avînd bară dreptunghiulară, cu scopul încadrării, mai bine, în limite a inducției maxime la baza dintelui rotorului.

Se folosește construcția cu inele de scurtcircuitare separate pentru fiecare colivie.

Colivia superioară, are bare rotunde și este din alamă, deoarece are rezistivitatea mai mare permițînd o capacitate termică mai mare la pornire iar colivia de lucru (cu bare dreptunghiulare) este din cupru; inelele de scurtcircuitare ale ambelor colivii sînt din cupru.

2. Numărul de creștături al rotorului, conform relației (2.90)

$$Z_2 = 64.$$

3. Pasul dentar al rotorului, conform relației (2.90 a)

$$t_2 = 2,3 \text{ cm.}$$

4. T.e.m. pe fază, (dintr-o bară), conform relației (2.91)

$$E_2 = 8 \text{ V.}$$

5. Curentul nominal de fază, din rotor, conform relației (1.50 a)

$$I_{2N} = k_1 \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2} I_{1N} = 0,94 \frac{2 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925}{64} \cdot 57,5 = 1070 \text{ A.} \quad (2.132)$$

Spre deosebire de colivia cu bare înalte la care I_{2N} este și curentul prin bară, la colivia dublă I_{2N} se împarte în cele două colivii în raport invers proporțional cu rezistențele active ale barelor (vezi relațiile (1.159)).

De aceea curenții prin fiecare bară și prin inelele de scurtcircuitare respective se determină după stabilirea rezistențelor acestora.

6. Dimensionarea dublei colivii a rotorului, în funcție de caracteristicile de pornire și de funcționare impuse, se face conform paragrafului 1.10.2 B. Pentru aceasta se procedează astfel (se au în vedere, la pornire, valorile saturate ale reactanțelor):

a) Reactanța statorului

— valoarea saturată, conform relației (2.115 a)

$$X_{\sigma 1s} = 5,97 \Omega;$$

— valoarea nesaturată, conform relației (2.115)

$$X_{\sigma 1} = 6,2 \Omega;$$

b) Curentul secundar, de pornire, raportat la primar, conform relației (1.146)

$$I'_{2p} = 0,94 \cdot \tilde{I}_{1p} = I_{1p}/I_N = 0,94 \cdot 5,5 \cdot 57,5 = 297 \text{ A.} \quad (2.133)$$

c) Valorile parametrilor rotorului la pornire

— valoarea raportată la stator (cu saturația magnetică) se determină prin rezolvarea sistemului format de relațiile (1.147 a) și (1.148) în care:

$$c_{1s} = 1 + \frac{X_{\sigma 1s}}{X_m} = 1 + \frac{5,97}{267} = 1,022;$$

$$M_p = 1,45 M_N = 1,45 \cdot 3250 = 4700 \text{ Nm.}$$

Se obțin astfel:

$$R'_{2(s=1)} = 2,78 \Omega;$$

$$X'_{\sigma 2(s=1)} = 4,82 \Omega. \quad (2.134)$$

Valorile neraportate la stator, conform relațiilor (1.125 a)

$$R_{2(s=1)} = \frac{R'_{2(s=1)}}{k_{rap}} = \frac{2,78}{8350} = 3,32 \cdot 10^{-4} \Omega;$$

$$X_{\sigma 2(s=1)} = \frac{X'_{\sigma 2(s=1)}}{k_{rap}} = \frac{4,82}{8350} = 5,76 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (2.134 a)$$

unde pentru $k_{rap} = 8350$ vezi relația (2.97 a).

d) Rezistența echivalentă, la pornire, pentru cazul cînd inelele de scurtcircuitare sînt separate, conform relației (1.167 a)

$$R_E = R_{2(s=1)} = 3,32 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.135)$$

e) Valorile parametrilor rotorului la funcționare:

— valorile raportate la stator (fără saturația magnetică și fără refulare) se determină prin rezolvarea sistemului format de relațiile (1.139) și (1.140) în care:

$$c_1 = 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = 1 + \frac{6,2}{267} = 1,023;$$

$$M_m = 2,2 M_N = 2,2 \cdot 3250 = 7150 \text{ Nm};$$

$s_N = 0,016$ (se estimează alunecarea nominală 1,6% cit a rezultat și la mașina cu bare înalte);

$$I'_{2N} = I_{2N} \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}} = I_{2N} \frac{Z_2}{2m_1 w_1 k_{w1}} = 1070 \cdot \frac{64}{2 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 54 \text{ A.} \quad (2.132 a)$$

Se obțin astfel:

$$R'_{2(s=s_N)} = 1 \Omega;$$

$$X'_{\sigma 2(s=s_N)} = 7,9 \Omega. \quad (2.136)$$

Valorile raportate la stator:

$$R_{2(s=s_N)} = \frac{R'_{2(s=s_N)}}{k_{rap}} = \frac{1}{8350} = 1,2 \cdot 10^{-4} \Omega;$$

$$X_{\sigma 2(s=s_N)} = \frac{X'_{\sigma 2(s=s_N)}}{k_{rap}} = \frac{7,9}{8350} = 9,45 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.136 a)$$

f) *Rezistența echivalentă*, la alunecarea nominală, conform relației (1.168 a)

$$R_{EC} = R_2 = 1,2 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.137)$$

g) *Valorile parametrilor coliviei de lucru*:

— rezistența pe fază, a coliviei de lucru, conform relației (1.169)

$$R_l = \frac{R_{EC}}{0,85} = \frac{1,2 \cdot 10^{-4}}{0,85} = 1,41 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.138)$$

— rezistența barei coliviei de lucru, conform relației (1.150)

$$R_{bl} = (0,7 \div 0,8) R_l = (0,7 \div 0,8) 1,41 \cdot 10^{-4} = \\ = (0,99 \div 1,13) \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.138 a)$$

h) *Dimensiunile barei și inelului de scurtcircuitare ale coliviei de lucru*:

— secțiunea barei de lucru se determină din relația (1.78 a) pentru valoarea rezistenței, estimată din calcule cu relația (2.138 a)

$$s_{bl} = \rho_{bl} \frac{L_{bl}}{R_{bl}} = 1,38 \frac{1}{56} \cdot \frac{0,47}{(0,99 \div 1,13) 10^{-4}} = 103 \div 117 \text{ mm}^2$$

n care, pentru barele coliviei de lucru, din cupru

$$\rho_{bl} = \rho_{Cu} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \Omega \text{ mm}^2/\text{m};$$

$$L_{bl} = l_g + 2 \cdot 4 \text{ cm} = 39 + 8 = 47 \text{ cm} = 0,47 \text{ m} \text{ (vezi fig. 2.8).}$$

Verificarea prealabilă a densității de curent din bara coliviei de lucru:

$$J_{bl} = \frac{I_l}{s_{blmax}} = \frac{910 \div 965}{117} = 7,8 \div 8,25 \text{ A/mm}^2$$

în care, conform relației (1.170 a) se estimează orientativ

$$I_l = (0,85 \div 0,9) I_{2N} = (0,85 \div 0,9) \cdot 1070 = 910 \div 965 \text{ A.}$$

Deoarece densitatea de curent depășește limitele admisibile se preferă o bară cu secțiunea spre valoarea maximă.

De aceea, din STAS 2873-76 se alege bara profilată din cupru

$$b \times h = 8 \times 15 = 119 \text{ mm}^2 = s_{bl}; \quad (2.139)$$

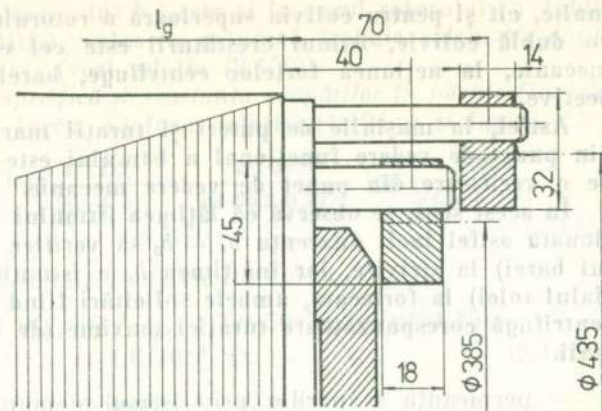


Fig. 2.8. Partea frontală a coliviei duble.

— secțiunea inelului de scurtcircuitare al coliviei de lucru, din cupru, rezultă cu relația (1.170 b),

$$s_{il} = \frac{s_{bl}}{1,5 \sin \left(\frac{\pi p}{Z_1} \right)} = \frac{119}{1,5 \sin \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = 805 \text{ mm}^2.$$

Din STAS 2873-76 se alege, bară de cupru cu dimensiunile (vezi și fig. 1.51)

$$a \times b = 45 \times 18 = 809 \text{ mm}^2. \quad (2.140)$$

Configurația frontală a coliviei duble și dimensiunile respective sînt indicate în figura 2.8.

i) *Permeanța specifică a istmului comun*:

— dimensiunile istmului comun se iau aceleași ca la colivia cu bare înalte, avînd în vedere, solicitările mecanice mari, adică (v. fig. 1.78 b):

$$h_0 = 3 \text{ mm};$$

$$b_0 = 2,5 \text{ mm}; \quad (2.141)$$

OBSERVAȚIE. După cum se știe dimensiunile istmului comun al creștăturii rotorice (h_0 și b_0) prezintă importanță, atît din punct de vedere funcțional, prin valoarea raportului h_0/b_0 de care depinde direct permeanța specifică de scăpări din zona istmului, cît și din punct de vedere mecanic, atunci cînd este vorba de creștături semiînchise sau semideschise. În acest caz, așa cum reiese din figura 1.55 b și din figura 1.78, atît pentru colivia cu bare

înalte, cît și pentru colivia superioară a rotorului în scurtcircuit cu dublă colivie, istmul creștăturii este cel care consolidează mecanic, la acțiunea forțelor centrifuge, barele coliviilor respective.

Astfel, la mașinile de puteri și turații mari, dimensionarea din punct de vedere funcțional a istmului este însoțită imediat de o verificare din punct de vedere mecanic.

În acest sens, se observă că lățimea istmului b_0 trebuie dimensionată astfel încît diferența $b_c - b_0$ să verifice (pentru materialul barei) la strivire, iar înălțimea h_0 a istmului (pentru materialul tolei) la forfecare, ambele solicitări fiind cauzate de forța centrifugă corespunzătoare turației maxime (de ambalare) a mașinii.

— permeanța scăpărilor prin istmul comun, conform relațiilor (1.162):

— valoarea nesaturată

$$\lambda_{c0} = \frac{h_0}{b_0} = \frac{3}{2,5} = 1,2; \quad (2.141 a)$$

— valoarea saturată

$$\lambda_{c0s} = \frac{h_0}{b_0'} = \frac{3}{6,55} = 0,46 \quad (2.141 b)$$

în care, conform relației (1.121)

$$b_0'' = b_0 + \frac{b_{d0}}{\mu'} = 2,5 + \frac{20,5}{5,06} = 6,55 \text{ mm}$$

unde

$$b_{d0} = l_2 - b_0 = 23 - 2,5 = 20,5 \text{ mm}$$

iar

$$\mu' = \frac{B_{d\pi}}{\mu_0(H_{dk} + I_p A_N)} = \frac{2,04}{4\pi \cdot 10^{-7}(300 \cdot 10^2 + 5,5 \cdot 532 \cdot 10^2)} = 5,06 \quad (2.141 c)$$

determinat conform relației (1.120).

j) *Permeanța specifică diferențială*, se determină cu relația (1.96). În cazul de față valoarea ei este aceeași ca la rotorul cu bare înalte, conform relațiilor (2.120) și (2.120 a):

— valoarea nesaturată

$$\lambda_{d2} = 0,86;$$

— valoarea saturată

$$\lambda_{d2s} = 0,735$$

considerind că valoarea lui k_{sd} este și în cazul rotorului cu dublă colivie aceeași. Altfel, valoarea saturată trebuie calculată după determinarea lui k_{sd} (vezi relația (2.159)).

k) *Permeanța specifică și reactanța scăpărilor în părțile frontale* pentru colivia de lucru, conform relației (1.104 a) și figurii 2.8:

$$\lambda_{f1} = \frac{2,3 D_l l}{Z_{li} \Delta^2} \log \frac{4,7 D_{li}}{2(a+b)} = \frac{2,3 \cdot 38,5}{64 \cdot 35,3 \cdot 0,197^2} \log \frac{4,7 \cdot 38,5}{2(4,5 + 1,8)} = 1,15; \quad (2.142)$$

— reactanța frontală a coliviei de lucru

$$X_{of1} = 7,9 f_1 l_i \cdot 10^{-8} \cdot \lambda_{f1} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 1,15 = 1,6 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.142 a)$$

l) *Reactanța comună ambelor colivii:*

— reactanța de scăpări diferențiale (valoarea nesaturată)

$$X_{od2} = 7,9 f_1 l_i \cdot 10^{-8} \cdot \lambda_{d2} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 0,86 = 1,2 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.143)$$

— reactanța de scăpări a istmului comun (valoarea nesaturată)

$$X_{oc0} = 7,9 f_1 l_i \cdot 10^{-8} \cdot \lambda_{c0} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 1,2 = 1,67 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.143 a)$$

— reactanța comună ambelor colivii (valoare nesaturată), conform relației (1.152 a)

$$X_{oc} = X_{od2} + X_{oc0} = 1,2 \cdot 10^{-4} + 1,67 \cdot 10^{-4} = 2,87 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.143 b)$$

— valoarea saturată a reactanței comune

$$X_{ocs} = X_{oc} \frac{\lambda_{d2s} + \lambda_{c0s}}{\lambda_{d2} + \lambda_{c0}} = 2,87 \cdot 10^{-4} \frac{0,735 + 0,46}{0,86 + 1,2} = 1,66 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.143 c)$$

m) *Reactanța echivalentă a rotorului:*

— la pornire, conform relației (1.171)

$$X_E = X_{\sigma 2s(s=1)} - X_{ocs} = 5,76 \cdot 10^{-4} - 1,66 \cdot 10^{-4} = 4,1 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.144)$$

— la funcționare, conform relației (1.171 a)

$$X_{EC} = X_{\sigma 2(s=s_N)} - X_{ocs} = 9,45 \cdot 10^{-4} - 2,87 \cdot 10^{-4} = 6,58 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.144 a)$$

n) Valorile rezistenței coliviei de pornire R_p și reactanțe coliviei de lucru $X_{\sigma l}$ se determină, aproximativ, cu relațiile (1.172 a)

$$R_p \approx \frac{R_E^2 + X_E^2}{R_E} = \frac{(3,32)^2 + (4,1)^2}{3,32} \cdot 10^{-4} = 8,45 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.145)$$

$$X_{\sigma l} \approx 1,25 \frac{R_E^2 + X_E^2}{X_E} = 1,25 \frac{(3,32)^2 + (4,1)^2}{4,1} \cdot 10^{-4} = 8,6 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

o) Dimensiunile barei și inelului de scurtcircuitare ale coliviei de pornire:

— rezistența barei coliviei de pornire cînd inelele de scurtcircuitare sînt separate, rezultă orientativ din relația (1.150 a)

$$R_{bp} \approx (0,9 \div 0,95) R_p = (0,9 \div 0,95) \cdot 8,45 \cdot 10^{-4} = 7,6 \div 8,05 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.146)$$

— secțiunea transversală a barei de pornire se determină din relațiile (1.78 a) în funcție de valoarea estimată a rezistenței cu relația (2.146)

$$s_{bp} = \rho_{bp} \frac{L_{bp}}{R_{bp}} = 4 \cdot 1,38 \frac{1}{56} \cdot \frac{0,53}{(7,6 \div 8,05) \cdot 10^{-4}} = 65 \div 69 \text{ mm}^2$$

în care, pentru barele coliviei de pornire din alamă

$$\rho_{bp} = \rho_{Am} = 4\rho_{Cu} = 4 \cdot 1,38 \cdot \frac{1}{56} \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m};$$

$$L_{bp} = l_g + 2 \cdot 7 \text{ cm} = 39 + 14 = 53 \text{ cm} = 0,53 \text{ m (vezi fig. 2.8).}$$

Din STAS 291-71 se alege diametrul barei de pornire (din alamă)

$$d_{bp} = 9 \text{ mm}, \quad (2.147)$$

pentru care rezultă secțiunea

$$s_{bp} = \frac{\pi d_{bp}^2}{4} = 63,6 \text{ mm}^2, \quad (2.147 a)$$

(dacă se alegea $d_{bp} = 9,5 \text{ mm}$, atunci $s_{bp} = 71 \text{ mm}^2$, adică prea mare);

— secțiunea inelului de scurtcircuitare, admitînd că solici-tările electrice se găsească aproximativ în același raport, ca și în cazul cînd întreaga colivie ar fi din același material, rezultă conform relației (1.170 b)

$$s_{ip} = \frac{s_{bp}}{1,5 \sin\left(\frac{\pi p}{Z_2}\right)} = \frac{63,6}{1,5 \sin\left(\frac{180 \cdot 2}{64}\right)} = 435 \text{ mm}^2.$$

Din STAS 2873-76 se alege, pentru inelul coliviei de pornire, bară de cupru cu dimensiunile (vezi fig. 1.51 și fig. 2.8):

$$a \times b = 32 \times 14 = 447 \text{ mm}^2. \quad (2.147 b)$$

p) Verificarea densității de curent din bara de lucru:

— rezistența pe fază a coliviei de pornire, conform relației (1.78)

$$R_p = R_{bp} + \frac{R_{ip}}{2 \sin^2\left(\frac{\pi p}{Z_2}\right)} = 8,25 \cdot 10^{-4} + \frac{1,17 \cdot 10^{-6}}{2 \sin^2\left(\frac{180 \cdot 2}{64}\right)} = 8,85 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (2.148)$$

în care:

$$R_{bp} = \rho_{bp} \frac{L_{bp}}{s_{bp}} = 4 \cdot 1,38 \frac{1}{56} \cdot \frac{0,53}{63,6} = 8,25 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.148 a)$$

$$R_{ip} = \rho_{ip} \cdot \frac{L_{ip}}{s_{ip}} = 1,38 \cdot \frac{1}{56} \cdot \frac{2,14 \cdot 10^{-2}}{447} = 1,17 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (2.148 b)$$

unde, în conformitate cu figura 2.8

$$L_{ip} = \frac{\pi D_{ip}}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 435}{64} = 2,14 \text{ cm};$$

— rezistența pe fază a coliviei de lucru, la funcționare, conform relației (1.78)

$$R_l = R_{bl} + \frac{R_{il}}{2 \sin^2\left(\frac{\pi p}{Z_2}\right)} = 0,97 \cdot 10^{-4} + \frac{0,577 \cdot 10^{-6}}{2 \sin^2\left(\frac{180 \cdot 2}{64}\right)} = 1,27 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (2.149)$$

în care :

$$R_{bl} = \rho_{bl} \frac{L_{bl}}{s_{bl}} = 1,38 \frac{1}{56} \cdot \frac{0,47}{119} = 0,97 \cdot 10^{-4} \Omega ; \quad (2.149 a)$$

$$R_{tl} = \rho_{tl} \frac{L_{tl}}{s_{tl}} = 1,38 \frac{1}{56} \cdot \frac{1,89 \cdot 10^{-2}}{809} = 0,577 \cdot 10^{-6} \Omega \quad (2.149 b)$$

unde, în conformitate și cu figura 2.8

$$L_{tl} = \frac{\pi D_{tl}}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 38,5}{64} = 1,89 \text{ cm} ;$$

— curentul în bara de lucru, la funcționarea nominală, conform relațiilor (1.159).

$$I_l = I_{2N} \frac{R_p}{R_l + R_p} = 1070 \frac{8,85 \cdot 10^{-4}}{1,27 \cdot 10^{-4} + 8,85 \cdot 10^{-4}} = 935 \text{ A} ; \quad (2.150)$$

— densitatea de curent din bara coliviei de lucru

$$J_{bl} = \frac{I_l}{s_{bl}} = \frac{935}{119} = 7,85 \text{ A/mm}^2 \quad (2.150 a)$$

adică în limitele admisibile.

Nu este necesar să se mai verifice densitatea de curent în inelul de scurtcircuitare, deoarece relația (1.170 b) de dimensionare a secțiunii inelului a fost dedusă din condiția respectării raportului între cele două densități.

r) *Permeanța specifică și reactanța scăpărilor în părțile frontale* pentru colivia de pornire, conform relației (1.104 a) și figura 2.8

$$\lambda_{fp} = \frac{2,3 D_{fp}}{Z_2 l_t \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7 D_{fp}}{2(a+b)} = \frac{2,3 \cdot 43,5}{64 \cdot 35,3 \cdot 0,197^2} \log \frac{4,7 \cdot 43,5}{2(3,2 + 1,4)} = 1,48 ; \quad (2.151)$$

— reactanța frontală a coliviei de pornire

$$X_{ofp} = 7,9 f l_t \cdot 10^{-8} \lambda_{fp} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 1,48 = 2,06 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.151 a)$$

s) *Permeanța specifică a scăpărilor în creștătură*, pentru colivia de lucru :

— reactanța porțiunii din creștătură, se obține din relația (1.152 a)

$$X_{ocl} = X_{ol} - X_{ofl} = 8,6 \cdot 10^{-4} - 1,6 \cdot 10^{-4} = 7 \cdot 10^{-4} \Omega ; \quad (2.152)$$

— permeanța specifică, conform relației (1.173)

$$\lambda_{cl} = \frac{X_{ocl}}{7,9 f l_t \cdot 10^{-8}} = \frac{7 \cdot 10^{-4}}{7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8}} = 5,05. \quad (2.152 a)$$

t) *Dimensiunile istmului dintre creștături :*

— dimensiunile creștăturii coliviei de lucru, rezultă din dimensiunile barei și jocul necesar introducerii în creștătură.

Se stabilesc astfel (v. fig. 1.78 b), pentru dimensiunile barei din relația (2.139) :

$$h_1 = 8,3 \text{ mm} ;$$

$$h_1 = 15,5 \text{ mm} ;$$

— valoarea raportului dimensiunilor istmului intermediar, rezultă din relația (1.164 a)

$$\frac{h_2}{b_2} = \lambda_{cl} \left(\frac{h_1}{3b_1} + 1,32 \right) = 5,05 - \left(\frac{15,5}{3 \cdot 8,3} + 1,32 \right) = 3,11.$$

Se aleg valorile rotunjite :

$$h_2 = 6,5 \text{ mm} ;$$

$$b_2 = 2 \text{ mm}.$$

Se definește astfel, pentru creștătura rotorului de forma indicată în figura 1.78 b următoarele dimensiuni :

$$h_1 = 15,5 \text{ mm} ; \quad d_p = 9,5 \text{ mm} ;$$

$$b_1 = 8,3 \text{ mm} ; \quad h_0 = 3 \text{ mm} ;$$

$$h_2 = 6,5 \text{ mm} ; \quad b_0 = 2,5 \text{ mm}.$$

$$b_2 = 2 \text{ mm} ;$$

Înălțimea totală a creștăturii rezultă :

$$h_{c2} = h_1 + h_2 + d_p + h_0 = 15,5 + 6,5 + 9,5 + 3 = 34,5 \text{ mm} = 3,45 \text{ cm}.$$

7. *Verificarea inducției maxime la baza dintelui*, conform relației (1.54)

$$B'_{d2max} = \frac{t_2 l_t B_8}{k_{ye} l_{ye} b_{d2min}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,12} = 1,81 \text{ T} < B'_{dmaxadm}. \quad (2.153)$$

în care :

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_l = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 3,45)}{64} - 0,83 = 1,12 \text{ cm.}$$

2.17. JUGUL ȘI DIAMETRUL INTERIOR AL ROTORULUI

1. Înălțimea jugului rotor pentru $B_{j2} = 1,4 \text{ T}$ este cea determinată și la celelalte variante de rotor (vezi paragraful 2.6)

$$h_{j2} = 8 \text{ cm.}$$

2. Diametrul interior al rotorului, conform relației (1.56)

$$D_{ir} = D_r - 2(h_{c2} + h_{j2}) = 46,7 - 2(3,45 + 8) = 23,8 \text{ cm.}$$

Din motive tehnologice se alege valoarea rotunjită

$$D_{ir} = 24 \text{ cm} = 240 \text{ mm} \quad (2.154)$$

și se recalculează mărimile afectate :

— înălțimea jugului

$$h_{j2} = \frac{D_r - (D_{ir} + 2h_{c2})}{2} = \frac{46,7 - (24 + 2 \cdot 3,45)}{2} = 7,9 \text{ cm ;}$$

— inducția în jugul rotorului

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2k_{Fe}l_{Fe}h_{j2}} = \frac{7,25 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,34 \cdot 0,079} = 1,42 \text{ T.} \quad (2.154 a)$$

2.18. T.m.m. PE O PERECHE DE POLI ȘI CURENTUL DE MAGNETIZARE

1. T.m. a întrefierului, pentru o pereche de poli, este dată de relația (2.105)

$$U_{m8} = 2840 \text{ A.}$$

2. T.m. a dinților statorului, pentru o pereche de poli, este dată de relația (2.30)

$$U_{ma1} = 355 \text{ A.}$$

3. T.m. a dinților rotorului pe o pereche de poli în cadrul coliviei duble, rezultă ca sumă a t.m. în dinții fiecărei colivii :

a) t.m. a dinților coliviei de lucru, se determină similar ca la creștăturile cu pereții paraleli :

— lățimile dintelui coliviei de lucru în cele 3 secțiuni sînt :

$$b_{d2min} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2})}{Z_2} - b_l = 1,12 \text{ cm (vezi relația (2.153)) ;}$$

$$b_{d2med} = \frac{\pi(D_r - 2h_{c2} + h_l)}{Z_2} - b_l = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 3,45 + 1,55)}{64} - 0,83 = 1,19 \text{ cm ;}$$

$$b_{d2max} = \frac{\pi(D_r + 2h_{c2} + 2h_l)}{Z_2} - b_l = \frac{\pi(46,7 - 2 \cdot 3,45 + 2 \cdot 1,55)}{64} - 0,83 = 1,27 \text{ cm ;}$$

— inducțiile aparente în cele 3 secțiuni ale dintelui coliviei de lucru :

$$B'_{d2max} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2min}} = 1,81 \text{ T (vezi relația (2.153)) ;}$$

$$B'_{d2med} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2med}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,19} = 1,7 \text{ T ;} \quad (2.155)$$

$$B'_{d2min} = \frac{l_2 l_1 B_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2max}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,19} = 1,59 \text{ T.}$$

Din curba de magnetizare a tablei silicioase laminată la rece cu cristale neorientate (anexa 2), pentru inducțiile de mai sus, rezultă :

$$H_{d2max} = 130 \text{ A/cm ;}$$

$$H_{d2med} = 85 \text{ A/cm ;}$$

$$H_{d2min} = 35 \text{ A/cm.}$$

Valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, pentru colivia de lucru, conform relației (1.61)

$$H_{d1} = \frac{1}{6} (H_{d2max} + 4H_{d2med} + H_{d2min}) = \frac{1}{6} (130 + 4 \cdot 85 + 35) = 84 \text{ A/cm ;}$$

— t.m. a dinților coliviei de lucru

$$U_{ma1} = 2h_l H_{d1} = 2 \cdot 1,55 \cdot 84 = 260 \text{ A ;} \quad (2.156)$$

b) *t.m. a dinților coliviei de pornire*, pe o pereche de poli, se determină ca pentru creștăturile rotunde cu relația

$$U_{mdp} = 2h_{dp}H_{dp} = 2 \cdot 0,855 \cdot 23 = 39 \text{ A} \quad (2.157)$$

în care:

— înălțimea echivalentă, conform relației (1.63 a)

$$h_{dp} = 0,9d_p = 0,9 \cdot 0,95 = 0,855 \text{ cm}; \quad (2.157 \text{ a})$$

— inducția maximă în dinte se determină cu relația (1.54)

$$B'_{d\max} = \frac{t_2 l_t E_8}{k_{Fe} l_{Fe} b_{d2}} = \frac{2,3 \cdot 35,3 \cdot 0,807}{0,95 \cdot 34 \cdot 1,33} = 1,53 \text{ T} \quad (2.157 \text{ b})$$

în care, lățimea dintelui, conform relației (1.63 b)

$$b_{d2} = \frac{\pi \left(D_r - 2h_0 - \frac{2}{3} d_p \right)}{Z_2} = 0,94 d_p =$$

$$= \frac{\pi \left(46,7 - 2 \cdot 0,3 - \frac{2}{3} \cdot 0,95 \right)}{64} = 0,94 \cdot 0,95 = 1,33 \text{ cm}.$$

Din curba de magnetizare (anexa-2) rezultă intensitatea cimpului magnetic

$$H_{dp} = 23 \text{ A/cm};$$

c) *t.m. totală a dinților rotorului*, pe o pereche de poli, conform relației (1.63 c)

$$U_{md2} = U_{md1} + U_{mdp} = 260 + 39 = 299 \text{ A}. \quad (2.158)$$

Verificarea coeficientului de saturație magnetică, parțial

$$k_{sd} = \frac{U_{m8} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m8}} = \frac{2840 + 355 + 299}{2840} = 1,23 \quad (1.159)$$

adică în limitele considerate.

4. *T.m. a jugului statorului*, pentru o pereche de poli, conform relației (2.33)

$$U_{mf1} = 229 \text{ A}.$$

5. *T.m. a jugului rotorului*, pentru o pereche de poli, conform relației (1.65)

$$U_{mf2} = \zeta_2 L_{j2} H_{j2} = 0,4 \cdot 25 \cdot 11,5 = 115 \text{ A} \quad (2.160)$$

în care:

$$L_{j2} = 25 \text{ cm (vezi } L_{j2} \text{ din relația (2.34))};$$

$H_{j2} = 11,5 \text{ A/cm}$, din anexa 2, pentru $B_{j2} = 1,42 \text{ T}$ (vezi relația (2.154 a)).

6. *T.m.m. a circuitului magnetic*, pentru o pereche de poli

$$U_{meirc} = U_{m8} + U_{md1} + U_{md2} + U_{mf1} + U_{mf2} =$$

$$= 2840 + 355 + 299 + 229 + 115 = 3838 \text{ A}. \quad (2.161)$$

7. *Curentul de magnetizare*, pentru rotorul cu dublă colivie, conform relației (1.67)

$$I_\mu = \frac{p U_{meirc}}{0,9 m_1 w_1 k_{u1}} = \frac{2 \cdot 3838}{0,9 \cdot 3 \cdot 228 \cdot 0,925} = 13,5 \text{ A} \quad (2.162)$$

sau în procente

$$I_\mu \% = \frac{I_\mu}{I_N} 100 = \frac{13,5}{57,5} 100 = 23,5\%. \quad (2.162 \text{ a})$$

2.19. PARAMETRII ÎNFĂȘURĂRILOR MAȘINII ASINCRONE CU ROTORUL ÎN SCURT-CIRCUIT CU COLIVIE DUBLĂ

A. *Parametrii înfășurării statorului*.

Ca și în cazul rotorului cu bare înalte, parametrii statorului se vor considera, în general cei de la varianta cu rotorul bobinat, sau cu rotorul în scurtcircuit cu bare înalte, căroră li se vor aduce corecțiile necesare, în funcție de factorii care diferă.

1. *Rezistența pe fază a înfășurării statorului*, conform relației (2.39)

$$R_1 = 1,32 \Omega.$$

2. *Permeanța specifică a scăpărilor în creștătură*:

— valoarea nesaturată, conform relației (2.40):

$$\lambda_{c1} = 1,928;$$

— valoarea saturată, rezultă prin recalculare similar ca în relația (2.94 c):

$$\lambda_{c1s} = \frac{h_1 - h_4}{3b_e} k_\beta + \frac{h_2}{b'_e} k'_\beta + \frac{h_4}{4b_e} = \frac{46,2 - 5,6}{3 \cdot 10,5} \cdot 0,906 + \frac{7,5}{12,97} \cdot 0,875 +$$

$$+ \frac{5,6}{4 \cdot 10,5} = 1,81 \quad (2.163)$$

în care, conform relației (1.121)

$$b_c'' = b_c + \frac{b_d \text{ med}}{\mu'} = 10,5 + \frac{12,5}{5,06} = 12,97 \text{ mm}$$

unde $\mu' = 5,06$ conform relației (2.141 c).

3. *Permeanța specifică a scăpărilor diferențiale :*

— valoarea nesaturată, conform relației (2.113) :

$$\lambda_{d1} = 0,405 ;$$

— valoarea saturată, conform relației (1.122) :

$$\lambda_{d1s} = \frac{\lambda_{d1}}{k_{sd}} = \frac{0,405}{1,23} = 0,33. \quad (2.164)$$

4. *Permeanța specifică a scăpărilor în părțile frontale, conform relației (2.43)*

$$\lambda_{f1} = 2,82.$$

Ca și în celelalte două cazuri : $\lambda_{z1,2} = 0$.

5. *Permeanța specifică totală a înfășurării statorului :*

— valoarea nesaturată, conform relației (2.114) :

$$\Sigma \lambda_1 = 5,153 ;$$

— valoarea saturată :

$$\Sigma \lambda_{1s} = \lambda_{c1s} + \lambda_{d1s} + \lambda_{f1} = 1,81 + 0,33 + 2,82 = 4,96. \quad (2.165)$$

6. *Reactanța de scăpări pe fază, a înfășurării statorului :*

— valoarea nesaturată, conform relației (2.115) :

$$X_{\sigma 1} = 6,2 \Omega ;$$

— valoarea saturată :

$$X_{\sigma 1s} = X_{\sigma 1} \frac{\Sigma \lambda_{1s}}{\Sigma \lambda_1} = 6,2 \frac{4,96}{5,153} = 6 \Omega. \quad (2.166)$$

B. *Parametrii înfășurării rotorului în scurtcircuit cu colivie dublă.*

7. *Rezistența pe fază, a coliviei de pornire, conform relației (2.148)*

$$R_p = 8,85 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

8. *Rezistența pe fază a coliviei de lucru :*

— la funcționare nominală (fără refulare), conform relației (2.149) :

$$R_l = 1,27 \cdot 10^{-4} \Omega ;$$

— la pornire (cu refulare), conform relației (1.108) :

$$R_l(\xi) = k_R R_{bl} + \frac{R_{l1}}{2 \sin^2 \left(\frac{\pi p}{Z_2} \right)} = 1,18 \cdot 0,97 \cdot 10^{-4} + \frac{0,557 \cdot 10^{-4}}{2 \sin^2 \left(\frac{180 \cdot 2}{64} \right)} = 1,44 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (2.167)$$

în care, conform relației (1.111)

$$k_R = k_r \frac{l_{Fe}}{L_{bl}} + \frac{L_{bl} - l_{Fe}}{L_{bl}} = 1,25 \cdot \frac{34}{47} + \frac{47 - 34}{47} = 1,18 \quad (2.167 a)$$

unde, conform relațiilor (1.113) și (113 a) pentru

$$\xi = \alpha h = 0,865 \cdot 1,5 = 1,3$$

din figura 1.66 rezultă :

$$k_r = 1,25 ; k_x = 0,9. \quad (2.167 b)$$

9. *Reactanța de scăpări diferențiale :*

— valoarea nesaturată (la funcționare) conform relației (2.143) :

$$X_{\sigma d2} = 1,2 \cdot 10^{-4} \Omega ;$$

— valoarea saturată (la pornire) :

$$X_{\sigma d2s} = \frac{X_{\sigma d2}}{k_{sd}} = \frac{1,2 \cdot 10^{-4}}{1,23} = 0,975 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.168)$$

10. *Reactanța de scăpări a istmului comun (superior) conform relației (2.143 a), valoare nesaturată :*

$$X_{\sigma c0} = 1,67 \cdot 10^{-4} \Omega ;$$

— valoarea saturată, avind în vedere și relația (2.141 b) :

$$X_{\sigma c0s} = X_{\sigma c0} \frac{\lambda_{cs}}{\lambda_{c0}} = 1,67 \cdot 10^{-4} \frac{0,46}{1,2} = 0,64 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.169)$$

11. *Reactanțele frontale ale coliviilor :*

— pentru colivia de pornire, conform relației (2.151 a) :

$$X_{\sigma fp} = 2,06 \cdot 10^{-4} \Omega ; \quad (2.170)$$

— pentru colivia de lucru, conform relației (2.142 a) :

$$X_{\sigma fl} = 1,6 \cdot 10^{-4} \Omega.$$

12. *Permeanța specifică a scăpărilor în creștătură, pentru colivia de pornire, conform relației (1.163) :*

$$\lambda_{cp} = 0,66.$$

13. *Reactanța scăpărilor în creștătură, pentru colivia de pornire :*

$$X_{\sigma cp} = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \cdot \lambda_{cp} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 0,66 = 0,92 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.171)$$

14. *Permeanța specifică a scăpărilor în creștătură, pentru colivia de lucru :*

— fără influența refulării (la funcționare), conform relației (1.164 a) :

$$\lambda_{cl} = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32 = \frac{15,5}{3 \cdot 8,3} + \frac{6,5}{2} + 1,32 = 5,2; \quad (2.172)$$

— cu influența refulării (la pornire), conform relației (1.164 c):

$$\lambda_{cl}(\xi) = k_X \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + 1,32 = 0,905 \frac{15,5}{3 \cdot 8,3} + \frac{6,5}{2} + 1,32 = 5,13 \quad (2.172 a)$$

în care, conform relației (1.111 a)

$$k_X = k_x \frac{l_{pe}}{l_t} + \frac{l_t - l_{pe}}{l_t} = 0,9 \frac{34}{35,3} + \frac{35,3 - 34}{35,3} = 0,905.$$

15. *Reactanța de scăpări în creștătură, pentru colivia de lucru :*

— fără influența refulării (la funcționare) :

$$X_{\sigma cl} = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \cdot \lambda_{cl} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 5,2 = 7,25 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (2.173)$$

— cu influența refulării (la pornire) :

$$X_{\sigma cl}(\xi) = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \cdot \lambda_{cl}(\xi) = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 5,13 = 7,15 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.173 a)$$

16. *Reactanța corespunzătoare inducției mutuale dintre cele două colivii*

$$X_{pl} = 7,9 f_1 l_t \cdot 10^{-8} \cdot \lambda_{pl} = 7,9 \cdot 50 \cdot 35,3 \cdot 10^{-8} \cdot 0,785 = 1,1 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (2.174)$$

în care, permeanța specifică conform relației (1.165 a)

$$\lambda_{pl} = 0,785.$$

17. *Reactanța de scăpări comună celor două colivii, conform relației (1.152 a) :*

— valoarea nesaturată (la funcționare) :

$$X_{\sigma e} = X_{\sigma d2} + X_{\sigma e0} = 1,2 \cdot 10^{-4} + 1,67 \cdot 10^{-4} = 2,87 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.175)$$

— valoarea saturată (la pornire) :

$$X_{\sigma es} = X_{\sigma d2s} + X_{\sigma e0s} = 0,975 \cdot 10^{-4} + 0,64 \cdot 10^{-4} = 1,615 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.176)$$

18. *Reactanța de scăpări pe fază, a coliviei de lucru, conform relațiilor (1.152 a) :*

— cu influența refulării (la pornire) :

$$X_{\sigma l}(\xi) = X_{\sigma cl}(\xi) + X_{\sigma fl} = 7,15 \cdot 10^{-4} + 1,6 \cdot 10^{-4} = 8,75 \cdot 10^{-4} \Omega; \quad (2.177)$$

— fără influența refulării (la funcționare) :

$$X_{\sigma l} = X_{\sigma cl} + X_{\sigma fl} = 7,25 \cdot 10^{-4} + 1,6 \cdot 10^{-4} = 8,85 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.177 a)$$

Cum se observă diferența între valori este mică, astfel încît se putea neglija influența refulării curentului în bara de lucru.

19. *Reactanța de scăpări pe fază, a coliviei de pornire, conform relațiilor (1.152 a) :*

$$X_{\sigma p} = X_{\sigma cp} + X_{\sigma fp} = 0,92 \cdot 10^{-4} + 2,06 \cdot 10^{-4} = 2,98 \cdot 10^{-4} \Omega. \quad (2.177 b)$$

20. *Parametrii înfășurării rotorului, raportați la stator.*

Se determină cu relațiile (1.125 a). Valoarea factorului de raportare, conform relației (2.97 a) :

$$k_{rap} = 8350.$$

Se obțin astfel (pentru cele două cazuri : pornire și funcționare) :

La pornire (s = 1)

$$R'_p = k_{rap} R_p = 8350 \cdot 8,85 \cdot 10^{-4} = 7,4 \Omega;$$

$$R'_l(\xi) = k_{rap} R_l(\xi) = 8350 \cdot 1,44 \cdot 10^{-4} = 1,2 \Omega;$$

$$X'_{\sigma es} = k_{rap} X_{\sigma es} = 8350 \cdot 1,615 \cdot 10^{-4} = 1,35 \Omega;$$

$$X'_{\sigma p} = k_{rap} X_{\sigma p} = 8350 \cdot 2,98 \cdot 10^{-4} = 2,5 \Omega;$$

$$X'_{\sigma l}(\xi) = k_{rap} X_{\sigma l}(\xi) = 8350 \cdot 8,75 \cdot 10^{-4} = 7,3 \Omega;$$

$$X'_{pl} = k_{rap} X_{pl} = 8350 \cdot 1,1 \cdot 10^{-4} = 0,92 \Omega.$$

La funcționare ($s = s_N$)

$$R'_i = k_{rap} R_1 = 8\,350 \cdot 1,27 \cdot 10^{-4} = 1,06 \, \Omega;$$

$$X'_{\sigma e} = k_{rap} X_{\sigma e} = 8\,350 \cdot 2,87 \cdot 10^{-4} = 2,4 \, \Omega;$$

$$X'_{\sigma l} = k_{rap} X_{\sigma l} = 8\,350 \cdot 8,85 \cdot 10^{-4} = 7,4 \, \Omega.$$

2.20. CALCULUL CARACTERISTICILOR MOTORULUI ASINCRON CU DUBLĂ COLIVIE

Se efectuează conform indicațiilor de la paragraful 1.10.2.

A. Caracteristicile de pornire.

1. Conform relațiilor (1.154) se determină:

$$R' = R'_p + R'_i(\xi) = 7,4 + 1,2 = 8,6 \, \Omega; \quad (2.178)$$

$$X' = X'_{pp} + X'_{il} = 1,58 + 6,38 = 7,96 \, \Omega,$$

în care:

$$X'_{pp} = X'_{\sigma p} - X'_{pl} = 2,5 - 0,92 = 1,58 \, \Omega; \quad (2.178 a)$$

$$X'_{il} = X'_{\sigma l}(\xi) - X'_{pl} = 7,3 - 0,92 = 6,38 \, \Omega.$$

2. Rezistența și reactanța echivalentă, conform relațiilor (1.156)

$$R'_E = \frac{R'_p R'_i(\xi) R' + s^2 (R'_p X'^2_{il} + R'_i(\xi) X'^2_{pp})}{R'^2 + s^2 X'^2} =$$

$$= \frac{7,4 \cdot 1,2 \cdot 8,6 + 1(7,4 \cdot 6,38^2 + 1,2 \cdot 1,58^2)}{8,6^2 + 7,96^2} = 2,75 \, \Omega;$$

$$X'_E = \frac{(R'_p X'_{\sigma l}(\xi) + R'_i(\xi) X'_{\sigma p}) R' - R'_p R'_i(\xi) X' + s^2 (X'_{\sigma p} X' - X'^2_{pp}) X'}{R'^2 + s^2 X'^2} =$$

$$= \frac{(7,4 \cdot 7,3 + 1,2 \cdot 2,5) \cdot 8,6 - 7,4 \cdot 1,2 \cdot 7,96 + 1(2,5 \cdot 7,96 - 1,58^2) \cdot 7,96}{8,6^2 + 7,96^2} = 4,03 \, \Omega. \quad (2.179)$$

3. Componentele impedanței totale a rotorului (în valori raportate), conform relațiilor (1.157 a) pentru inele de scurtcircuitare separate:

$$R'_2(\xi) = R'_e + R'_E = R'_E = 2,75 \, \Omega; \quad (2.180)$$

$$X'_{\sigma 2}(\xi) = X'_{\sigma es} + X'_E = 1,35 + 4,03 = 5,38 \, \Omega.$$

4. Curentul de pornire din secundar, raportat la primar, conform relației (1.147 a):

$$I'_{2p} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2}(\xi))^2}} = \frac{3\,470}{\sqrt{(1,32 + 1,024 \cdot 2,75)^2 + (6 + 1,024 \cdot 5,38)^2}} = 285 \, A \quad (2.181)$$

în care:

$$c_{1s} = 1 + \frac{X_{\sigma 1s}}{X_m} = 1 + \frac{6}{250} = 1,024$$

unde, conform relației (1.105)

$$X_m = \frac{U_1 - I_{\mu} X_{\sigma 1}}{I_{\mu}} = \frac{3\,470 - 13,5 \cdot 6,2}{13,5} = 250 \, \Omega. \quad (2.181 a)$$

5. Curentul de pornire, absorbit din rețea, conform relației (1.147):

$$I_p = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2pa})^2 + (I_{\mu} + I'_{2pr})^2} = \sqrt{(1,75 + 96,7)^2 + (13,5 + 279)^2} = 308 \, A \quad (2.182)$$

în care, conform relațiilor (1.147 b și c)

$$I'_{2pz} = I'_{2p} \frac{R_1 + c_{1s} R'_2(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2}(\xi))^2}} = 285 \cdot \frac{1,32 + 1,024 \cdot 2,75}{\sqrt{(1,32 + 1,024 \cdot 2,75)^2 + (6 + 1,024 \cdot 5,38)^2}} = 96,7 \, A;$$

$$I'_{2pr} = I'_{2p} \frac{X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2}(\xi)}{\sqrt{(R_1 + c_{1s} R'_2(\xi))^2 + (X_{\sigma 1s} + c_{1s} X'_{\sigma 2}(\xi))^2}} = 285 \cdot \frac{6 + 1,024 \cdot 5,38}{\sqrt{(1,32 + 1,024 \cdot 2,75)^2 + (6 + 1,024 \cdot 5,38)^2}} = 279 \, A;$$

$I_{0a} = 1,75 \, A$, conform relației (2.71 a).

Curentul de pornire în unități relative:

$$\frac{I_p}{I_N} = \frac{308}{57,5} = 5,36 < 5,5 \text{ impus.}$$

6. Cuplul de pornire, conform relației (1.148):

$$M_p = \frac{m_1 R'_2(\xi) I'^2_{2p}}{\Omega_1} = \frac{p m_1 R'_2(\xi) I'^2_{2p}}{\omega_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 2,75 \cdot 285^2}{2 \cdot \pi \cdot 50} = 4\,300 \, \text{Nm}. \quad (2.183)$$

În valori relative :

$$\frac{M_p}{M_N} = \frac{4\,300}{3\,250} = 1,32.$$

Conform STAS 1893-78, toleranța la cuplu de pornire este de — 15% din valoarea garantată : $M_p/M_N = 1,45$.

Deci, rezultatul obținut se încadrează în toleranță.

B. Caracteristicile de funcționare.

7. Rezistența și reactanța echivalentă, conform relațiilor (1.158) :

$$R'_{EC} = \frac{R'_p R'_i}{R'_p + R'_i} = \frac{7,4 \cdot 1,06}{7,4 + 1,06} = 0,93 \, \Omega ;$$

$$X'_{EC} = \left(\frac{R'_p}{R'_p + R'_i} \right)^2 X'_{\sigma 1} = \left(\frac{7,4}{7,4 + 1,06} \right)^2 \cdot 7,4 = 5,65 \, \Omega \quad (2.184)$$

Cum se vede sînt valabile relațiile (1.158) deoarece $X'_{EC}/R'_{EC} > 4$. Altfel trebuiau folosite relațiile (1.156) fără termenii cu s^2 .

8. Componentele impedanței totale, la funcționare, conform relațiilor (1.158 a) :

$$R'_2 = R'_e + R'_{EC} = R'_{EC} = 0,93 \, \Omega ;$$

$$X'_{\sigma 2} = X'_{\sigma e} + X'_{EC} = 2,4 + 5,65 = 8,05 \, \Omega.$$

9. Cuplul maxim, conform relației (1.139) :

$$M_m = \frac{pm_1 U_1^2}{2c_1 \omega_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}]} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 3\,470^2}{2 \cdot 1,025 \cdot 2\pi 50 [1,32 + \sqrt{1,32^2 + (6,2 + 1,025 \cdot 8,05)^2}]} = 7\,100 \, \text{Nm}, \quad (2.185)$$

în care :

$$c_1 = 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} = 1 + \frac{6,2}{250} = 1,025.$$

Cuplul maxim, în unități relative (capacitatea de supraîncărcare)

$$k_M = \frac{M_m}{M_N} = \frac{7\,100}{3\,250} = 2,18$$

valoare apropiată de cea impusă prin temă.

10. Alunecarea nominală, conform relației (1.140) :

$$s_N = \frac{R'_2 I'_{2N}}{k_E U_1} = \frac{0,93 \cdot 54}{0,97 \cdot 3\,470} = 0,0149 \text{ (adică : } s_N = 1,49\%) \quad (2.186)$$

în care, conform relației (2.132 a)

$$I'_{2N} = 54 \, \text{A}.$$

11. Factorul de putere nominal, conform relației (1.141) :

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{0a} + I'_{2aN}}{I_{1N}} = \frac{1,75 + 53}{60} = 0,91 \quad (2.187)$$

în care, conform relațiilor (1.135) și (1.134), pentru $s = s_N$, s-au determinat :

$$I'_{2aN} = \frac{U_1 \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} = \frac{3\,470 \left(1,32 + 1,025 \cdot \frac{0,93}{0,0149} \right)}{\left(1,32 + 1,025 \cdot \frac{0,93}{0,0149} \right)^2 + (6,2 + 1,025 \cdot 8,05)^2} = 53 \, \text{A};$$

$$I'_{2rN} = \frac{U_1 (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2} = \frac{3\,470 (6,2 + 1,025 \cdot 8,05)}{\left(1,32 + 1,025 \cdot \frac{0,93}{0,0149} \right)^2 + (6,2 + 1,025 \cdot 8,05)^2} = 11,7 \, \text{A}.$$

$$I_{1N} = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2aN})^2 + (I_{\mu} + I'_{2rN})^2} = \sqrt{(1,75 + 53)^2 + (13,5 + 11,7)^2} = 60 \, \text{A}.$$

Din diagrama cercului construită pentru parametrii corespunzători regimului nominal (de lucru) rezultă :

$$\begin{aligned} I_{1N} &= 58,5 \, \text{A}; \\ \cos \varphi_N &= 0,905; \\ k_M &= 2,22; \\ I'_{2N} &= 52,7 \, \text{A}. \end{aligned} \quad (2.188)$$

După cum se observă, între valorile caracteristicilor de funcționare rezultate prin calculul analitic și din diagrama cercului există, o concordanță satisfăcătoare.

Prin ambele metode, curentul nominal a rezultat ceva mai mare decât cel considerat inițial ($I_N = 57,5 \, \text{A}$). Acest lucru se explică (se consideră bună valoarea din diagrama cercului) pe seama faptului că, factorul de putere nominal ($\cos \varphi_N$) a rezultat ceva mai mic.

CAZUL 2. Să se proiecteze un motor asincron trifazat (calculul electromagnetic numai al statorului), cu următoarele date:

$$P_N = 132 \text{ kW};$$

$$U_N = 380/660 \text{ V};$$

$$f_1 = 50 \text{ Hz};$$

$$n_1 = 600 \text{ rot/min};$$

$$m = 3;$$

$$M_m/M_N = 2;$$

Construcția rotorului: în scurtcircuit;

$$M_p/M_N = 1,1; I_p/I_N \leq 4,5;$$

tipul de protecție: IP23 STAS 625-71;

serviciul S_1 și condițiile de funcționare normale, sînt conform STAS 1893-78.

Cînd tensiunea nominală U_N se indică sub formă de fracție, înseamnă că se impun atît valorile tensiunilor de fază (valoarea mai mică) cit și de linie (valoarea mai mare).

În cazul de față, reiese că tensiunea de fază impusă este de 380 V. Pentru rețeaua obișnuită, aceasta este și tensiunea de linie.

Rezultă astfel că este necesar să se adopte pentru fazele înfășurării statorului, conexiunea triunghi (Δ).

Pornirea motorului, se poate face deci prin metoda Y/Δ .

2.21. DETERMINAREA MĂRIMILOR DE CALCUL

1. Numărul de perechi de poli, conform relației (1.1):

$$p = \frac{60f_1}{n_1} = \frac{60 \cdot 50}{600} = 5.$$

2. Puterea aparentă nominală, conform relației (1.2 a):

$$S_N = \frac{P_N}{\eta \cos \varphi} = \frac{132}{0,91 \cdot 0,85} = 171 \text{ kVA} \quad (2.189)$$

în care:

$$\eta = 0,91 \text{ din figura 1.2};$$

$$\cos \varphi = 0,85 \text{ din figura 1.4.}$$

3. T.e.m. de fază, conform relației (1.8):

$$E_1 = k_E U_1 = 0,96 \cdot 380 = 365 \text{ V,}$$

în care:

$$U_1 = U_N = 380 \text{ V, pentru conexiunea } \Delta;$$

$$k_E = 0,96 \text{ din figura 1.6.}$$

4. Puterea aparentă interioară, conform relației (1.13 a):

$$S_i = k_E S_N = 0,96 \cdot 171 = 164 \text{ kVA.} \quad (2.190)$$

5. Curentul nominal, pe fază, pentru conexiunea Δ , conform relației (1.3 a):

$$I_N = \frac{S_N}{3U_N} = \frac{171 \cdot 10^3}{3 \cdot 380} = 150 \text{ A.} \quad (2.191)$$

OBSERVAȚIE. Se menționează faptul că pe eticheta motorului trebuie indicată valoarea curentului de linie $I_l = \sqrt{3}I_N$, necesară dimensionării conductoarelor de alimentare ale mașinii.

6. Factorul de înfășurare, se estimează, conform relației (1.14 b):

$$k_{w1} = 0,91.$$

7. Factorul de formă k_B și coeficientul de acoperire ideală a pasului polar α_i , se aleg din figura 1.7, pentru valoarea impusă a coeficientului parțial de saturație magnetică (al dinților).

Astfel, impunînd $k_{sd} = 1,25$ rezultă:

$$k_B = 1,09; \quad (2.192)$$

$$\alpha_i = 0,7.$$

Aceste valori trebuie verificate după stabilirea prin calcul cu relația (1.16) a coeficientului k_{sd} .

2.22. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

1. Diametrul interior al statorului, conform relației (1.21):

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p}{\pi \lambda} \frac{60 S_i}{n_1 C}} = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot 10}{\pi \cdot 1,75} \frac{60 \cdot 164 \cdot 10^3}{600 \cdot 210}} = 5,2 \text{ dm} = 52 \text{ cm}$$

în care:

$$C = 210 \text{ J/dm}^3, \text{ din figura 1.8};$$

$$\lambda = 1,75 \text{ din figura 1.9 (la mijlocul intervalului admis).}$$

Din curbele reprezentate în figura 1.10 b, pentru $S_t = 164 \text{ kVA}$ și $p = 5$, rezultă

$$D = 52 \text{ cm.}$$

După cum se observă, prin ambele metode, valoarea diametrului D a rezultat aceeași.

2. Diametrul exterior stator, conform relației (1.22 a):

$$D_e = k_D D = (1,24 \div 1,26) \cdot 52 = 64,5 \div 65,5 \text{ cm,}$$

în care:

$$k_D = 1,24 \div 1,26 \text{ din tabelul 1.1.}$$

Din tabelul 1.2, se alege

$$D_e = 650 \text{ mm} = 65 \text{ cm,}$$

pentru care rezultă, diametrul interior D , recalculat

$$D = \frac{D_e}{k_D} = \frac{65}{1,25} = 52 \text{ cm.} \quad (2.193)$$

3. Pasul polar:

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 52}{10} = 16,3 \text{ cm.}$$

4. Solicitățile electromagnetice A și B_s , se stabilesc din figura 1.11, pentru clasa de izolație F , la valorile:

$$A = 380 \text{ A/cm} = 380 \cdot 10^2 \text{ A/m};$$

$$B_s = 0,76 \text{ T.}$$

5. Lungimea ideală, conform relației (1.23):

$$l_t = \frac{60 S_t}{k_R k_u \alpha_i \pi^2 D^2 n_1 A B_s} = \frac{60 \cdot 164 \cdot 10^3}{1,09 \cdot 0,91 \cdot 0,7 \cdot 3,14^2 \cdot 0,52^2 \cdot 600 \cdot 380 \cdot 10^2 \cdot 0,76} = 0,306 \text{ m} = 30,6 \text{ cm.}$$

6. Valoarea (orientativă) a raportului λ :

$$\lambda = \frac{l_t}{\tau} = \frac{30,6}{16,3} = 1,88$$

adică, se înscrie în limitele indicate în figura 1.9 ($\lambda \approx 0,9 \div 2,3$).

7. Geometria miezului magnetic.

Se alege construcția *divizată* a miezului magnetic.

Se impun, orientativ, avînd în vedere turația redusă a mașinii și deci condiții de ventilație mai proaste, $n_e = 5$ canale de ventilație radială cu lățimea $b_v = 1 \text{ cm}$.

Pentru $\delta = 1 \text{ mm}$ (vezi paragraful următor 2.23), din figura 1.13, rezultă

$$b'_v = 8 \text{ mm} = 0,8 \text{ cm.}$$

Lungimea geometrică, conform relației (1.24)

$$l_g = l_t + n_e b'_v = 30,6 + 5 \cdot 0,8 = 34,6 \text{ cm.}$$

Lungimea unui pachet de tole, considerînd că toate pachetele sînt uniforme (vezi fig. 1.12)

$$l_1 = \frac{l_g - n_e b_v}{n_e + 1} = \frac{34,6 - 5 \cdot 1}{5 + 1} = 4,95 \text{ cm.}$$

Se adoptă lungimea pachetelor de 5 cm (6 pachete).

Recalculînd, rezultă următoarele dimensiuni ale miezului magnetic:

— lungimea fierului miezului magnetic (a tuturor pachetelor):

$$l_{Fe} = (n_e + 1) l_1 = (5 + 1) \cdot 5 = 30 \text{ cm}; \quad (2.194)$$

— lungimea geometrică:

$$l_g = l_{Fe} + n_e b_v = 30 + 5 \cdot 1 = 35 \text{ cm}; \quad (2.194 a)$$

— lungimea ideală:

$$l_t = l_g - n_e b'_v = 35 - 5 \cdot 0,8 = 31 \text{ cm,} \quad (2.194 b)$$

fiind apropiată de valoarea rezultată din calcul.

2.23. DETERMINARE LĂȚIMII ÎNTREFIERULUI

Din figura 1.14, pentru $D = 52 \text{ cm}$ și $2p = 10$, rezultă $\delta \approx 0,8 \text{ mm}$.

Din relația empirică (1.26)

$$\delta \approx 3(4 + 0,7 \sqrt{D l_g}) \cdot 10^{-2} = 3(4 + 0,7 \cdot \sqrt{52 \cdot 35}) \cdot 10^{-2} \approx 1 \text{ mm.}$$

Avind în vedere că mașina nu are o turație prea mare și nici o lungime mare, care să impună (tehnologic) majorarea lățimii întrefierului, se stabilește

$$\delta = 1 \text{ mm.} \quad (2.195)$$

2.24. ÎNFĂȘURAREA ȘI CRESTĂTURILE STATO- RULUI

1. Fiind o mașină de joasă tensiune, de putere medie și al cărei curent nominal nu are o valoare prea mare, se observă că este relativ ușor ca, pentru înfășurarea statorului, să se utilizeze un conductor rotund rezultind astfel o înfășurare din sîrmă, ale cărei avantaje tehnologice și funcționale sînt cunoscute (formare ușoară, deschidere mică a creștăturii etc.).

Pentru o astfel de înfășurare (sîrmă), în conformitate cu indicațiile de la paragraful 1.5 și tabelul 1.3 se va folosi o creștătură trapezoidală de forma indicată în figura 1.15 b și c.

Înfășurarea va fi în două straturi, bobinele avînd capetele frontale rotunde, ca în figura 1.42. Izolația conductorului este din email tereftalic (ET), corespunzător clasei de izolație F.

Modul de aranjare al conductoarelor în creștătură, izolația creștăturii și materialele utilizate, sînt în conformitate cu anexa 7, figura 7.1 b (însă pentru o creștătură stator — de forma indicată în figura 1.15 c) și tabelul 7-I.

Izolația creștăturii este constituită din două folii, izolație cu grosime de 0,25 mm fiecare (total 0,5 mm pe o parte).

2. Numărul de creștături ale statorului :

$$Z_1 = 2pm_1q_1 = 10 \cdot 3 \cdot 3 = 90 \quad (2.196)$$

în care s-a ales, conform recomandărilor date de relațiile (1.29)

$$q_1 = 3.$$

3. Pasul dentar al statorului :

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} = \frac{\pi \cdot 52}{90} = 1,81 \text{ cm} \quad (2.197)$$

care se încadrează în limitele orientative indicate de relațiile (1.28 a).

4. Pasul înfășurării, în conformitate cu relația (1.27) :

$$y_1 = \frac{5}{6} y_\pi = \frac{5}{6} m_1 q_1 = \frac{5}{6} \cdot 3 \cdot 3 = 7,5 \text{ creștături.}$$

Se alege $y_1 = 7$ (nr. impar), deoarece, așa cum se va vedea, bobinele sînt neegale ($n_{e1} = \text{număr impar}$). În felul acesta este posibilă o dimensionare a creștăturii mai rațională prin respectarea modului de așezare a bobinelor mari și mici în creștătură, așa cum se indică în figura 1.18 b.

5. Factorul de înfășurare al statorului (valoare exactă), rezultă din anexa 1, tabelul 1-I,

$$k_{w1} = 0,902.$$

6. Numărul de spire, pe fază, conform relației (1.31) :

$$w_1 = \frac{k_b U_1}{4k_{bf1} k_{w1} \Phi} = \frac{0,96 \cdot 380}{4 \cdot 1,09 \cdot 50 \cdot 0,902 \cdot 0,027} = 68,5 \text{ spire}$$

în care, conform relației (1.12)

$$\Phi = \alpha_f \tau l_t B_8 = 0,7 \cdot 0,163 \cdot 0,31 \cdot 0,76 = 0,027 \text{ Wb.}$$

7. Numărul de conductoare efective, dintr-o creștătură :
— pentru $a_1 = 1$:

$$n_{e1} = \frac{2m_1 a_1 w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 68,5}{90} = 4,55 ;$$

— pentru $a_1 = 2$ (2 căi în paralel) pe fiecare fază

$$n_{e1} = \frac{2m_1 a_1 w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 2 \cdot 68,5}{90} = 9,1.$$

Se alege varianta a 2-a cu :

$$a_1 = 2 ;$$

$$n_{e1} = 9 \quad (2.198)$$

ceea ce înseamnă că înfășurarea va avea bobine neegale (bobina mare cu 5 spire, iar cea mică cu 4 spire).

— Numărul real de spire pe fază, conform relației (1.33) :

$$w_1 = \frac{Z_1 n_{e1}}{2m_1 a_1} = \frac{90 \cdot 9}{2 \cdot 3 \cdot 2} = 67,5 \text{ spire.} \quad (2.199)$$

8. Verificarea încadrării în limite a solicitărilor electromagnetice :

— pătura de curent, conform relației (1.34) :

$$A = \frac{n_{e1} I_N}{a_1 l_t} = \frac{9 \cdot 150}{2 \cdot 1,81} = 373 \text{ A/cm} \quad (2.200)$$

apropiată de valoarea aleasă inițial din curbe ($A = 380 \text{ A/cm}$) ;

— inducția maximă în întrefier, conform relației (1.35):

$$B_{\delta} = \frac{\Phi}{\alpha_1 l_1} = \frac{0,0274}{0,7 \cdot 0,163 \cdot 0,31} = 0,775 \text{ T} \quad (2.201)$$

în care, valoarea fluxului maxim util, pe un pol, conform relației (1.35 a) este

$$\Phi = \frac{E_1}{4k_B f_1 w_1 k_{w1}} = \frac{365}{4 \cdot 1,09 \cdot 50 \cdot 67,5 \cdot 0,902} = 0,0274 \text{ Wb.} \quad (2.202)$$

După cum se observă, valoarea lui B_{δ} rezultată, este cu puțin mai mare ca cea aleasă din curbe, însă în limite. Acest lucru era de așteptat, întrucât A , a rezultat puțin sub valoarea aleasă din curbe.

9. Dimensiunile conductorului și ale creștăturii.

a) Secțiunea conductorului efectiv, conform relației (1.36):

$$s_{Cu1} = \frac{I_N}{a_1 J_1} = \frac{150}{2 \cdot 6,25} = 12 \text{ mm}^2.$$

Se aleg $n_f = 4$ fire în paralel cu diametrul de 2 mm izolate cu email tereftalic, adică (din STAS 685-75 — anexa 4):

Conductor $Cu Em \Phi 2 ET \Rightarrow s_{cond} = 3,14 \text{ mm}^2$.

Diametrul izolat, conform anexei 6:

$$d_{iz} = 2,1 \text{ mm.}$$

Densitatea de curent va fi:

$$J_1 = \frac{I_N}{a_1 n_f s_{cond}} = \frac{150}{2 \cdot 4 \cdot 3,14} = 5,98 \text{ A/mm}^2 \quad (2.203)$$

care, avînd în vedere turația redusă a mașinii, se consideră corespunzătoare.

b) Dimensiunile creștăturii, trapezoidale, rezultă din construcția grafică, la scară, efectuată pentru o lățime constantă a dintelui și o valoare a secțiunii nete a creștăturii, determinată astfel încît coeficientul de umplere al creștăturii să se încadreze în limitele admisibile.

— Lățimea constantă a dintelui, conform relației (1.38):

$$b_d = \frac{t_1 l_1 B_{\delta}}{k_{Fe} l_{Fe} B_{adm}} = \frac{1,81 \cdot 31 \cdot 0,775}{0,95 \cdot 30 \cdot 1,6} = 0,95 \text{ cm} = 9,5 \text{ mm} \quad (2.204)$$

în care, conform paragrafului 1.4.2 B s-a ales $B_{adm} = 1,6 \text{ T}$.

— Secțiunea netă a creștăturii (este secțiunea ocupată de conductoare — fără izolarea creștăturii, fără pană și fără istmul acesteia), conform relației (1.39),

$$S'_{cr} = \frac{n_{tot} d_{iz}^2}{k_u} = \frac{36 \cdot 2,1^2}{0,7} = 227 \text{ mm}^2 \quad (2.205)$$

în care:

$$n_{tot} = n_{cl} n_f = 9 \cdot 4 = 36 \text{ conductoare}$$

$$k_u = 0,7.$$

— Deschiderea istmului creștăturii, conform relației (1.39 a):

$$a_s \geq d_{iz} + 1,5 \text{ mm} = 2,1 + 1,5 = 3,6 \text{ mm.}$$

Se stabilește valoarea $a_s = 4 \text{ mm}$.

Se efectuează construcția grafică la scară mărită (de exemplu 2:1) reprezentată în figura 2.9, conform căreia rezultă:

$$S'_{cr} = \frac{b_1 + b_2}{2} \cdot h = \frac{8 + 9,8}{2} \cdot 25,5 = 227 \text{ mm}^2 \quad (2.206)$$

adică egală cu valoarea calculată (relația (2.205)).

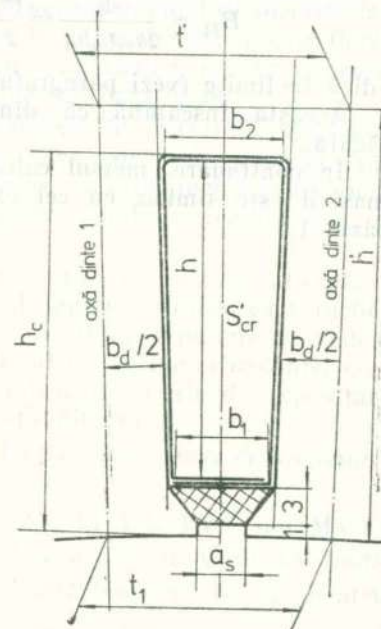


Fig. 2.9. Construcția grafică, la scară, de dimensionare a creștăturii trapezoidale, pentru statorul motorului de 132 kW, 380 V, 600 rot/min.

Se stabilesc astfel următoarele dimensiuni definitive ale creștăturii (vezi figura 2.9):

- înălțimea creștăturii: $h_{c1} = 31 \text{ mm}$;
- lungimea bazei mari a trapezului:

$$B = \frac{\pi(D + 2h_{c1})}{Z_1} - b_a = \frac{\pi(52 + 2 \cdot 3,1)}{90} - 0,95 =$$

$$= 1,08 \text{ cm} = 10,8 \text{ mm};$$

- lungimea bazei mici a trapezului:

$$b = \frac{\pi(D + 2 \cdot 0,4)}{Z_1} - b_a = \frac{\pi(52 + 0,8)}{90} - 0,95 = 0,9 \text{ cm} = 9 \text{ mm};$$

- înălțimea trapezului: $h_1 = 27 \text{ mm}$.

10. Verificarea inducției maxime în jugul statorului:

- înălțimea jugului statorului, conform relației (1.42 a):

$$h_{j1} = \frac{D_e - D}{2} - h_{c1} = \frac{65 - 52}{2} - 3,1 = 3,4 \text{ cm}; \quad (2.207)$$

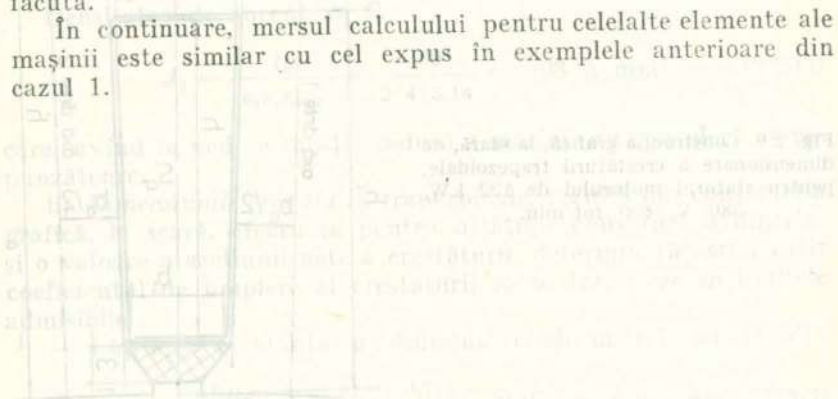
- inducția maximă în jugul statorului, conform relației (1.42):

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2k_{Fe} l_{Fe} h_{j1}} = \frac{0,0274}{2 \cdot 0,95 \cdot 0,3 \cdot 0,034} = 1,41 \text{ T}. \quad (2.208)$$

adică în limite (vezi paragraful 1.4.2 B).

Aceasta înseamnă că dimensionarea statorului este bine făcută.

În continuare, mersul calculului pentru celelalte elemente ale mașinii este similar cu cel expus în exemplele anterioare din cazul 1.



Partea a doua

PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI ELECTRIC

Metodica de proiectare expusă în continuare este aplicabilă la transformatoare de construcție normală, cu puteri pînă la cîțiva MVA și tensiuni pînă la 60 kV. Relațiile prezentate pentru proiectarea acestor transformatoare sînt generale și de bază și pentru proiectarea transformatoarelor funcționînd în condiții speciale sau de putere limită. Valorile numerice ale diferitelor solicitări reflectă stadiul tehnic actual și se extind în unele cazuri și la transformatoare care ies în afara domeniilor indicate mai înainte.

Expresiile de calcul, scrise în sistemul de unități SI (MKSA — raționalizat), au forme generale pentru creșterea preciziei cînd sînt utilizate calculatoarele electronice, dar în unele cazuri au și forme simplificate pentru o estimare rapidă a rezultatelor cu mijloace obișnuite de calcul.

Metodica de proiectare, în forma în care este prezentată, poate sta la baza unor programe de calcul pentru optimizarea transformatoarelor — la parametri dați — din diferite puncte de vedere (masă minimă, cost minim al materialelor active și izolante, cost total minim incluzînd costurile de fabricație și cele de exploatare pentru o perioadă de amortizare stabilită etc.).

Calculul unui transformator se face pe baza *temei de proiectare*, care trebuie să cuprindă:

- puterea aparentă nominală, S_N , în VA, kVA sau MVA;
- tensiunile nominale de linie, U_{LN} și U_{jN} , în V sau kV (indicele „i” este pentru înfășurarea de înaltă tensiune, iar „j” pentru cea de joasă tensiune);

- frecvența rețelei, f , în Hz;
- numărul de faze, m ;
- schema și grupa de conexiuni;
- tensiunea de scurtcircuit, u_k , în %.

În afara acestor date, mai trebuie cunoscute serviciul de funcționare, sistemul de răcire și tipul constructiv al transformatorului, materialele utilizate pentru înfășurări și pentru circuitul magnetic, clasa de izolație a materialelor izolante etc.

Caracteristicile electrice care definesc un transformator de uz general, se dau în STAS 440-67, iar STAS 1703-67 și STAS 3532-73 îl completează, dând condițiile tehnice generale pe care trebuie să le satisfacă transformatoarele realizate. Când transformatoarele nu se încadrează în prevederile acestor standarde, prin tema de proiectare se impun condiții similare, cum sînt toleranțele admisibile pentru rapoartele de transformare, tensiunile de scurtcircuit, curentul la funcționarea în gol, pierderile din transformator etc.

Capitolul 3

CALCULUL ELECTROMAGNETIC AL TRANSFORMATORULUI

3.1. ELEMENTELE DE BAZĂ PENTRU PROIECTAREA TRANSFORMATOARELOR

3.1.1. MĂRIMILE ELECTRICE DE BAZĂ

Puterea unui transformator trifazat, în funcție de mărimile de linie este dată de relația:

$$S = \sqrt{3} U_l I_l \text{ [VA]} \quad (3.1)$$

(pentru valorile nominale $U_l = U_N$ și $I_l = I_{Nl}$, se obține puterea nominală S_N).

La dimensionarea transformatorului sînt necesare mărimile de fază corespunzătoare celor de linie, mărimi care se determină funcție de schema de conexiuni. Astfel, în cazul înfășurărilor conectate în stea

$$U_f = \frac{U_l}{\sqrt{3}}; \quad I_f = I_l, \quad (3.2)$$

iar în cazul înfășurărilor conectate în triunghi

$$U_f = U_l; \quad I_f = \frac{I_l}{\sqrt{3}} \quad (3.3)$$

(pentru valorile nominale de linie, se obțin valorile nominale de fază).

Calculul curenților din primar și secundar se face neglijînd pierderile la transformatoarele de putere, adică se consideră puterile aparente egale: $S_{1N} \approx S_{2N}$. Numai la transformatoarele mici, cu puteri sub 5 kVA, se poate lua în considerație randamentul la $\cos \varphi = 1$, randament care, pentru aceste puteri variază între 0,7 și 0,95. În aceste cazuri curenții se calculează din puterile

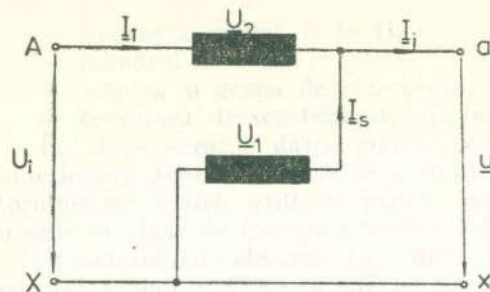


Fig. 3.1. Schema unui autotransformator monofazat cu tensiunea înaltă U_i și cea joasă U_j .

primare și secundare, avînd relația dintre puterile active $P_2 = \eta P_1$, unde $P_1 = S_N \cos \phi_1$.

Probleme speciale privind utilizarea curenților și tensiunilor la determinarea parametrilor înfășurărilor apar la autotransformatoare și la transformatoarele cu conexiune pentru joasă tensiune în zig-zag.

A. Autotransformatoarele polifazate au înfășurările conectate numai în stea. Mărimile electrice primare și secundare de fază, se deduc ca la orice transformator. De aceea, se va considera cazul unui transformator monofazat corespunzător mărimilor de fază (fig. 3.1).

Puterea de calcul S_e a autotransformatorului nu se mai aproximează cu puterea nominală S_{N1} corespunzătoare unei faze, ci cu valoarea :

$$S_e = U_2 I_i \approx U_j I_s = S_{N1} \frac{k-1}{k} [\text{VA}] \quad (3.4)$$

unde (în afara notațiilor din figura 3.1) :

j este indicele pentru mărimile înfășurării de joasă tensiune ;
 i — pentru cele ale înfășurării de înaltă tensiune ;

$$k = \frac{U_i}{U_j} \approx \frac{w_i}{w_j} > 1, \text{ este raportul de transformare.} \quad (3.5)$$

Puterea nominală pe fază, transferată de la rețeaua primară în circuitul secundar, este :

$$S_{N1} = U_j I_j \approx U_i I_i [\text{VA}]. \quad (3.6)$$

Curentul I_s din porțiunea comună a înfășurării are valoarea :

$$I_s = I_j \frac{k-1}{k} = I_i (k-1) [\text{A}]. \quad (3.7)$$

Deci, în baza relației (3.4), rezultă că puterea de calcul a unui autotransformator este cu atît mai mică cu cît raportul de transformare k se apropie de unitate. Totodată, partea de înfășurare Aa se va dimensiona pentru curentul I_i , iar partea de înfășurare ax comună, pentru curentul I_s , dat de relația (3.7).

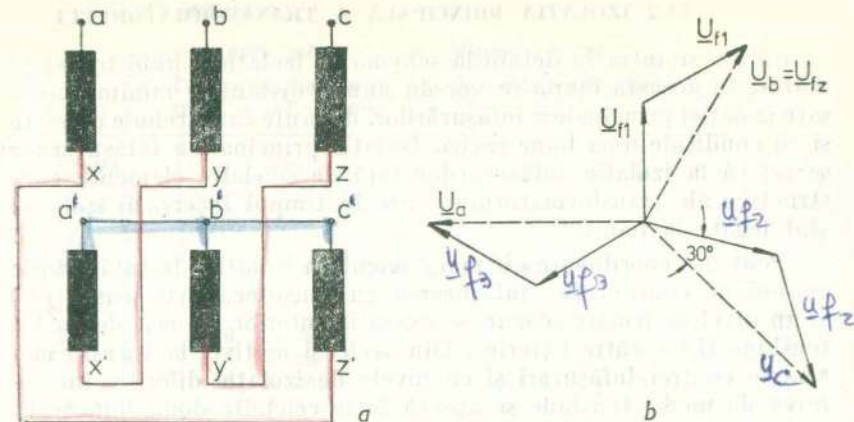


Fig. 3.2. Schema de conexiuni în z și diagrama de fazori.

În paragraful 3.1.2 se vor indica și unele particularități privind izolația principală a autotransformatoarelor.

B. Transformatoarele cu înfășurările de joasă tensiune conectate în zig-zag, au aceleași relații între mărimile de linie și cele de fază ca și cele conectate în stea. Schema de conexiuni zig-zag se realizează din șase bobine, de regulă egale, conectînd în serie pentru fiecare înfășurare de fază cîte două bobine de pe coloane diferite, apoi înfășurările de fază se conectează în stea (fig. 3.2 a). În cazul înfășurărilor conectate în z și cu cele două bobine înseriate egale, tensiunea de fază este rezultanta a două tensiuni egale în modul, dar defazate cu 120° (fig. 3.2 b). Prin urmare, tensiunea de fază la conexiunea z este mai mică decît în cazul cînd s-ar face conexiunea y și s-ar înseria bobinele de pe aceeași coloană. Deci, avînd o tensiune de fază U_{fz} la conexiunea z, tensiunea pe una din bobinele componente, așa cum reiese din figura 3.2 b este :

$$U_{f1} = \frac{U_{fz}}{\sqrt{3}} [\text{V}]. \quad (3.8)$$

Această tensiune este utilizată la calculul numărului de spire pentru jumătatea de bobină corespunzătoare înfășurării de fază, în cazul conexiunii z, cum se arată în paragraful 3.3.4 A.

Dacă cele două bobine care se înseriază nu au același număr de spire, atunci se pot deduce tensiunile corespunzătoare fiecărei bobine, pornindu-se de la diagrama de fazori și de la tensiunea pe spiră, știind că se păstrează unghiul de 120° între fazorii componenți.

3.1.2. IZOLAȚIA PRINCIPALĂ A TRANSFORMATORULUI

Fără a se intra în detalii la schema de izolație a unui transformator, în această etapă se vor da numai distanțele minime necesare izolației principale a înfășurărilor, distanțe care trebuie corelate și cu condițiile unei bune răcirii. Izolația principală a înfășurărilor se referă la izolația înfășurărilor față de celelalte elemente constructive ale transformatorului, care în timpul încercării izolației sînt legate la pămînt.

Pentru o coordonare cît mai eficientă a izolației, la înfășurările cu bobine concentrice, înfășurarea cu tensiunea mai joasă (j.t.) și un nivel de izolare scăzut, se așază în interior iar cea de înaltă tensiune (î.t.), către exterior. Din aceleași motive, la transformatoarele cu trei înfășurări și cu nivele de izolație diferite, înfășurarea de medie tensiune se așază între celelalte două înfășurări. La înfășurările alternate simetric, pentru reducerea distanțelor la juguri, așezarea galeților se face începînd cu cei de joasă tensiune către juguri. De aceea, avînd în vedere poziționarea precisă a înfășurărilor în marea majoritate a cazurilor, mărimile care caracterizează înfășurările de joasă tensiune vor fi afectate de indicele j , iar cele pentru înaltă tensiune, de indicele i .

Distanțele corespunzătoare izolației principale sînt indicate în figura 3.3. Valorile acestor distanțe de izolație pentru transformatoarele în ulei, se dau în tabelul 3.1, iar pentru cele uscate, în aer,

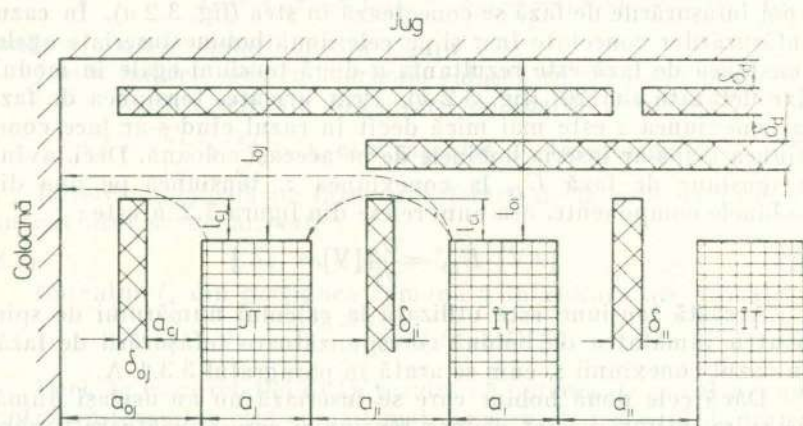


Fig. 3.3. Dimensiunile care caracterizează izolația principală a transformatoarelor cu tensiuni de încercare pînă la 85 kV, inclusiv. Liniile întrerupte indică liniile posibile de conturare.

TABELUL 3.1

Izolația principală a transformatoarelor în ulei

a) Distanțele minime de izolație pentru înfășurările de joasă tensiune — JT, în mm

S_N [kVA]	U_{tne} [kV]	l_{oj}	δ_{oj}	a_{ej}	a_{oj}	l_{ej}
20 — 100	5	15	—	—	4	—
160 — 800*	5*	$l_{oj} = l_{oi}$	carton $2 \times 0,5$	—	5	—
1 000 — 2 500	5	ca la IT	4	6	15	18
20 — 500	16, 22, 28		4	6	12	25
630 — 1 600	16, 22, 28		4	6	15	25
> 1 600	16, 22, 28		4	8	17,5	25
≥ 630	38		5	10	20	30
≥ 630	50		5	13	23	45
≥ 630	80		6	19	30	60

* Dacă se utilizează înfășurarea spiralată la aceste puteri, se iau datele de la rîndul următor, pentru puteri mai mari.

b) Distanțele minime de izolație pentru înfășurările de înaltă tensiune — IT, în mm

S_N [kVA]	U_{tne} [kV]	l_{oi}	δ_a	a_{ji}	δ_{ji}	l_{ei}	a_{it}	δ_{it}
20 — 125	16, 28	20	—	9	2,5	10	8	—
160 — 800	16, 28	30	—	9—12	3	15	10	—
1 000 — 6 300	16, 28	50	—	17—20	4	20	18	—
20 — 125	38	35	1	12	3	20	12	2
160 — 800	38	40	2	17	3	20	15	2
> 800	38	50	2	20	4	20	18	2
20 — 125	50	40	2	15	3	30	15	3
160 — 800	50	50	2	18	4	30	20	3
> 800	50	50	2	20	5	30	20	3
160 — 800	80	65	2	21	5	50	20	3
> 800	80	75	2	27	5	50	30	3

Observații — 1. Distanța a_{ji} se crește cu 3 mm dacă înfășurările de IT cu $U_{tne} = 80$ kV, sînt prevăzute cu ecrane electrostatice.

2. La transformatoare cu trei înfășurări și $U_{tne} \neq 80$ kV, distanța a_{ji} dintre înfășurarea de joasă tensiune și cea de medie tensiune se crește cu 16—20 mm pentru scoaterea bornelor de ramificație de la înfășurarea medie.

3. Cînd sînt utilizate inele metalice de presare, distanța l_{oi} la jugul superior este crescută față de cea dată în tabel cu 45 mm la transformatoarele de la 1 000 la 6 300 kVA, cu 60 mm la cele de la 10 000 la 63 000 kVA și cu 100 mm la transformatoarele cu trei înfășurări și puteri de la 10 000 la 63 000 kVA.

4. Distanțele a_{oj} și a_{ji} nu sînt valabile și din punctul de vedere a circulației uleiului pentru răcire. A se vedea și tabelul 3.2.

la tabelul 3.2 funcție de tensiunea de încercare U_{inc} a înfășurărilor și de puterea nominală S_N a transformatorului. Tensiunile de încercare U_{inc} ale înfășurărilor se determină funcție de tensiunile lor nominale de linie, din tabelul 3.3.

TABELUL 3.2

Izolația principală a transformatoarelor uscate

a) Distanțele minime de izolație pentru înfășurările de joasă tensiune — JT, în mm

U_{incJT} [kV]	l_{oj}	a_{oj}	δ_{oj}	l_{ej}
3	15	10	carton	$2 \times 0,5$
10	30	14	2,5	15
15	55	27	5	30
23	90	40	6	40

b) Distanțele minime de izolație pentru înfășurările de înaltă tensiune — IT, în mm

U_{incIT} [kV]	l_{oi}	a_{ji}	δ_{ji}	l_{ei}	a_{ii}	δ_{ii}
3	15	10	carton	$2 \times 0,5$	10	—
10	20	15	2,5	10	10	2
15	45	22	4	25	25	3
23	80	40	5	40	45	3

Observații — 1. Distanțele a_{oj} și a_{ji} din tabel sînt considerate minime din punct de vedere a izolației și nu sub aspectul circulației aerului de răcire. A se vedea tabelul 3.1

2. Cînd înfășurarea de JT este spiralată, la $U_{inc} = 3$ kV se ia $a_{oj} \geq 20$ mm și se mai folosește un cilindru izolant, la care $\delta_{oj} = 0,25-0,5$ mm;

TABELUL 3.3

Tensiunea de încercare U_{inc} a transformatoarelor pentru frecvența $f = 50$ Hz, în funcție de tensiunea de linie nominală U_N

a) Transformatoare în ulei, conform STAS 6489 — 67 și cu valorile din paranteză conform GOST 1516 — 73

U_N [kV]	≤ 1	3	6	10	15	20	25	60
U_{Nmax} [kV]	≤ 1	3,6	7,2	12	17,5	24 42	(40,5)	72,5
U_{inc} [kV]	5	16(18)	22(25)	28(35)	38(45)	50(55)	80(85)	140

b) Transformatoare uscate, conform GOST 1516-73

U_N [kV]	0,55	1	3	6	10	15
U_{inc} [kV]	2,5	3	10	16	23(24)	35(37)

Valorile date în tabelele 3.1 și 3.2 sînt considerate minime din punctul de vedere al izolației, dar nu s-au avut în vedere și posibilitățile optime de circulație a agentului de răcire, cum se va arăta la paragraful 3.3.1 E.

La autotransformatoare, deoarece există o legătură galvanică între părțile care formează circuitele de înaltă și joasă tensiune, supratensiunile care apar pe o linie electrică se transmit către linia cealaltă. De aceea, circuitele de joasă tensiune vor avea același nivel de izolație ca și cele de înaltă tensiune, distanțele de izolație alegindu-se corespunzător.

3.1.3. TABLA ELECTROTEHNICĂ ȘI SOLICITĂRILE MAGNETICE UTILIZATE ÎN CONSTRUCȚIA TRANSFORMATOARELOR

Miezurile transformatoarelor sînt formate din pachete de tole, tăiate din tablă electrotehnică laminată la cald sau la rece.

Tabla laminată la cald are caracteristici inferioare față de cele ale tablei laminată la rece, ea fiind utilizată în special la realizarea circuitelor magnetice cu tole tipizate pentru transformatoarele mici. La aceste table, pierderile specifice la 50 Hz nu sînt, pînă în prezent, sub valorile $p_{10} = 0,9$ W/kg și $p_{15} = 2,2$ W/kg, față de valorile $p_{10} = 0,42$ W/kg și $p_{15} = 0,89$ W/kg obținute la tabla laminată la rece cu cristale orientate (indicii 10 și 15 corespund inducțiilor de 1 T, respectiv 1,5 T), în cazul în care liniile de cîmp magnetic sînt paralele cu direcția de laminare.

Tabla laminată la rece cu cristale orientate, numită și tablă texturată, are pierderi specifice mai mici și conduce la realizarea de transformatoare cu greutatea și gabarite reduse, precum și la reducerea pierderilor și curenților la funcționarea în gol. În schimb, modifică și, în unele cazuri, complică tehnologia de fabricație a transformatoarelor față de tehnologia cînd se utilizează tabla laminată la cald. Tabla texturată este și mai scumpă decît tabla laminată la cald. În tabelul 3.4 sînt date pierderile specifice p_{15} la 1,5 T și 50 Hz, pentru tipurile de table cu răspîndirea cea mai largă pe plan internațional.

Costul fabricației tablelor, ca și cel al realizării miezurilor, limitează grosimile tablelor pentru transformatoare de la 0,28 mm la 0,35 mm.

Tabla laminată la rece se livrează numai în rulouri cu lățimi în limitele de la 200 la 1 000 mm, fără ca diametrele exterioare ale rulourilor să depășească 800—1 000 mm. Masa rulourilor nu depășește, în general, 5 000 kg.

TABELUL 3.4

Pierderile specifice p_{15} , în W/kg, la 1,5 T și 50 Hz pentru principalele tipuri de tablă laminată la rece cu cristale orientate

Țara	Tip tablă	Grosime [mm]	p_{15} [W/kg]
Anglia	51	0,35	1,12
	46	0,35	1,02
Japonia	Z 11	0,35	1,13
	Z 11	0,30	1,08
	Z 10	0,35	1,04
Suedia	M 6	0,35	1,11
	M 6	0,30	1,07
	M 5	0,35	1,00
	M 5	0,30	0,97
	M 5	0,28	0,95
	M 4	0,28	0,89
S.U.A.	M 6X	0,35	1,11
	M 6	0,30	1,07
	M 5X	0,35	1,01
U.R.S.S.	E 310	0,35	1,75
	E 320	0,35	1,50
	E 330	0,35	1,30
	E 330 A	0,35	1,10

Tabla laminată la rece este izolată pe cale chimică, izolația putînd adesea rezista la temperaturi la care se face recoacerea tablelor sau a miezurilor împachetate. Tabla de tip Armco, utilizată pe scară largă la noi în țară, are o izolație formată din oxizi ceramici, numită carlit, izolație care protejează contra ruginei și este stabilă atît în ulei cît și în aer.

Izolarea cu lac sau hirtie nu se mai utilizează decît în cazuri speciale, cînd se urmărește o izolare mai bună între tole la transformatoarele speciale.

Tabla laminată la rece cu cristale orientate își schimbă într-o măsură importantă caracteristicile, ca urmare a modificării structurii cristalografice în timpul tăierii, ștanțării, îndoirii sau lovirii tolelor. De aceea, pentru îmbunătățirea calității tolelor, s-a introdus recoacerea lor chiar la fabricile de transformatoare. Recoacerea se poate face la miezuri împachetate, la pachete de tole sau, cel mai des, tolă cu tolă. Măsurînd cu aparatul Epstein pierderile

după decuparea tolelor, se obțin $p_{10} = 0,8$ W/kg și $p_{15} = 1,96$ W/kg; după recoacere la 850°C a acelorași pachete de tole, se obțin valorile $p_{10} = 0,59$ W/kg și $p_{15} = 1,28$ W/kg.

Forma miezurilor din tablă texturată trebuie proiectată în așa fel încît, liniile intensității cîmpului magnetic să fie paralele cu direcția de laminare, pe cît posibil pe toată lungimea circuitului magnetic. Orice abatere de la paralelismul celor două direcții, duce la schimbări importante ale caracteristicilor. Astfel, cînd cele două direcții sînt perpendiculare, pierderile specifice cresc pentru inducțiile uzuale la cel puțin de trei ori. În anexa 9, figura 9-I și 9-II se dau pierderile specifice în funcție de inducție cînd direcția de magnetizare coincide cu cea de laminare, iar în anexa 9, figura 9-III, cînd cele două direcții fac diferite unghiuri. Pierderile specifice date în curbe sînt obținute prin măsurători cu aparatul Epstein pe tole decupate și recoapte la 790°C.

În anexe (vezi anexa 10) se dau puterile specifice de magnetizare funcție de inducție, pentru diferite unghiuri dintre direcția de magnetizare și cea de laminare. Puterile specifice de magnetizare, date în curbe pentru astfel de tole, includ și puterile de magnetizare ale întrefierurilor de la îmbinări, dacă s-a ales pentru fiecare porțiune a circuitului magnetic valoarea corespunzătoare inducției și unghiului făcut de direcția de magnetizare cu cea de laminare.

Solicitările magnetice ale transformatoarelor depind de sortul de tablă utilizat, valorile inducțiilor în coloană plasîndu-se în zona cotului curbei de magnetizare. La pierderi în fier date, valorile inducțiilor sînt limitate de deformările inadmisibile ale curentului de magnetizare, de zgomotul magnetic și, la transformatoarele mai mici, de valoarea relativă impusă a curentului la funcționarea în gol. La transformatoarele uscate, inducția poate fi limitată și de încălzirea maximă admisă pentru miez.

Valorile utilizate pentru inducția în coloanele transformatoarelor de putere, cu răcire în ulei, sînt cuprinse între 1,1 și 1,55 T pentru tablele laminate la cald și între 1,3 și 1,7 T pentru tablele laminate la rece cu cristale orientate.

La transformatoarele uscate, se folosesc inducții de 0,8 ÷ 1,3 T pentru tablele laminate la cald și de 1,2 ÷ 1,64 T pentru tablele texturate (lamine la rece cu cristale orientate).

În general, la transformatoarele mici cu puteri sub 5 kVA valorile inducțiilor din coloană se aleg către limitele inferioare sau sub aceste limite, pentru a nu crește prea mult curentul la funcționarea în gol.

În cazul transformatoarelor pentru rețele cu frecvențe diferite de 50 Hz, inducția se va alege în așa fel încît să se țină seama de faptul că valoarea relativă a curentului de magnetizare este proporțională cu produsul dintre frecvența și pierderile totale în fier raportate la puterea aparentă nominală a transformatorului. Orientativ, în anexa 11 se dau pierderile specifice și puterile specifice de magnetizare pentru tabla ARMC0 M5 de 0,3 mm, funcție de frecvență, pentru diferite inducții.

3.2. DIMENSIUNILE PRINCIPALE ALE CIRCUL- TULUI MAGNETIC

Ca dimensiuni principale ale unui transformator se consideră aria A_c a secțiunii coloanei, respectiv diametrul D al cercului circumscris acesteia, înălțimea H și lățimea F a ferestrei. În figura 3.4, în afara dimensiunilor principale mai sînt notate înălțimea H_B a bobinelor, grosimile bobinelor celor două înfășurări a_1 și a_2 , precum și alte notații derivate care intervin în calcule.

Înfășurarea de joasă tensiune, pentru gradarea izolației, se așază, de regulă, către miez, așa cum se arată în figura 3.4, iar cea de înaltă tensiune, care are un nivel superior de izolație, către exterior (mărimile aferente înfășurărilor de joasă tensiune au indicele j , iar cele de înaltă tensiune, indicele i).

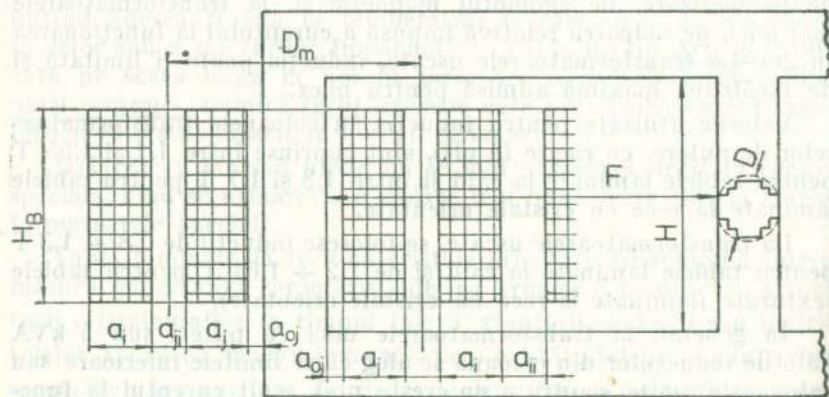


Fig. 3.4. Dimensiunile principale și de calcul ale transformatorului.

Dimensiunile principale sînt în dependență unele de altele și stabilirea uneia dintre ele atrage determinarea celorlalte. În practică, se calculează într-o primă aproximație aria coloanei, apoi se determină înălțimea coloanei și, în funcție de organizarea înfășurărilor, rezultă lățimea ferestrei. Definitivarea dimensiunilor principale se face numai după analiza sub aspectul tehnico-economic a mai multor variante pentru aceleași date de proiectare.

3.2.1. SCHEME DE CIRCUITE MAGNETICE

Circuitele magnetice trebuie realizate în așa fel încît pierderile în fier și curentul la funcționarea în gol să fie în limitele stabilite. Ori, trebuie avut în vedere că atât pierderile, în fier cît și curentul de funcționare în gol, depind de inducție, de sortul de tablă utilizat și de masa circuitului magnetic. Deci, pierderile în fier și curentul de funcționare în gol impuși, trebuie luați în considerație la dimensionarea transformatorului deoarece pierderile în fier nu pot fi micșorate numai printr-un sort superior de tablă sau prin micșorarea inducției, ci și printr-o dimensionare judicioasă a circuitului magnetic. La inducții mici în coloane, cresc masele acestora și corespunzător cele ale jugurilor; dacă la aceasta se mai adaugă o configurație geometrică a circuitului magnetic care nu este aleasă în concordanță cu distanțele de izolație și cu sistemul de răcire al transformatorului, atunci transformatorul este sigur supradimensionat, chiar dacă pierderile se încadrează în limite. La o tensiune dată, corespunzătoare unui nivel de izolație, distanțele de izolație se păstrează. Problema se pune de a păstra un raport convenabil între distanțele de la înfășurări la jug și înălțimea coloanei, pe de o parte, și cea între înălțimea coloanelor și lungimea jugurilor, pe de altă parte.

Circuitele magnetice ale transformatoarelor monofazate și trifazate, întîlnite în practică, au schemele reprezentate în figurile 3.5 și 3.6.

Miezurile magnetice în manta (fig. 3.6 c), utilizate la transformatoarele de mare putere, se deosebesc, sub aspectul modului de execuție, de cele cu coloane, necesitînd totodată și înfășurări de construcții speciale.

Utilizarea uneia din schemele date pentru circuitele magnetice ale transformatoarelor se face din considerente economice și de gabarit.

Transformarea puterii rețelilor trifazate se poate realiza cu ajutorul a trei transformatoare monofazate identice sau cu un singur transformator trifazat monobloc. Consumurile specifice de

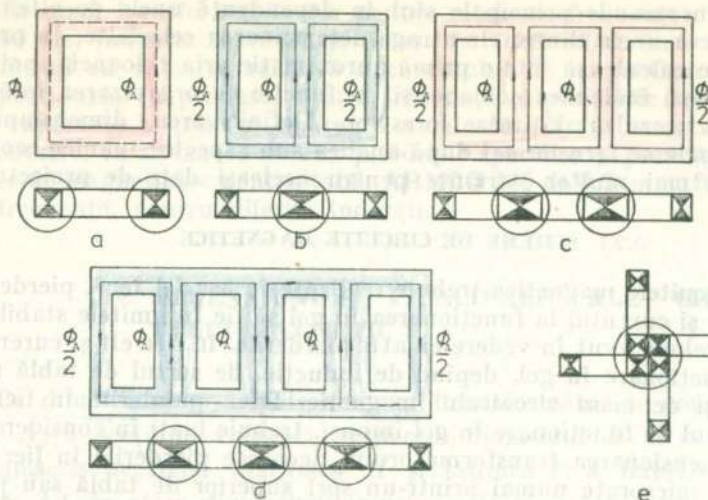


Fig. 3.5. Scheme de miezuri magnetice pentru transformatoare monofazate ;
a — miez cu coloane ; b, c, d și e — miezuri cu coloane în manta

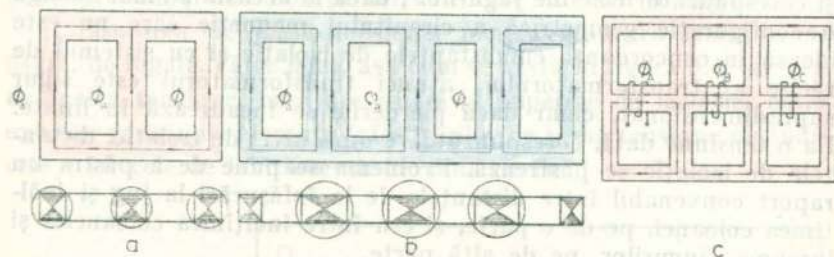


Fig. 3.6. Scheme de miezuri magnetice pentru transformatoare trifazate :
a — miez cu coloane ; b — miez cu coloane în manta ; c — miez în manta.

materiale sînt cu mult mai mici la transformatoarele trifazate monobloc decît la ansamblul de trei transformatoare monofazate care îndeplinesc aceeași funcție. De aceea transformatorul trifazat monobloc este competitiv mai ales, la puteri mari, unde intervine problema transportului, nu însă și la stațiile de transformare, unde un transformator trifazat de rezervă este neeconomic față de un singur transformator monofazat în cadrul grupului transformatoric format din trei transformatoare monofazate.

Comparînd miezurile monofazate cu două, trei, patru și cinci coloane (fig. 3.5) și presupunînd că dimensiunile transformatoarelor sînt cele obișnuit întîlnite, puterea pe coloană la aceeași

înălțime a miezului, este în cazurile b, c și d cu circa 40% mai mare decît în cazul a. De aici rezultă, pentru diferite scheme de miezuri monofazate, următorul raport de puteri ale transformatoarelor, la aceeași înălțime :

$$S_3 \text{ col} : S_2 \text{ col} : S_4 \text{ col} : S_5 \text{ col} = 70 : 100 : 140 : 210,$$

puterea miezului cu două coloane, cel mai frecvent întîlnit, fiind considerată ca avînd valoarea 100.

La transformatoarele trifazate, miezurile cu cinci coloane, sînt folosite în cazurile cînd utilizarea unui miez cu trei coloane ar duce la o înălțime mai mare a transformatorului. În cazul transformatoarelor de mare putere, transformatoarele cu cinci coloane sînt utilizate pentru a nu se depăși gabaritul de cale ferată. Trecerea de la o construcție cu trei coloane la una cu cinci coloane și aceeași înălțime a miezului, conduce la creșterea puterii cu 25—35%.

La transformatoarele monofazate și bifazate cu puteri sub 3 kVA, tolele corespunzătoare circuitelor magnetice pot avea o mare diversitate de forme. Întreprinderile constructoare de transformatoare mici au normalizat o parte din aceste forme, în special cele care se decupează fără deșeuri, de tip U, I și E, ca de exemplu în anexa 12. Decuparea acestor tole fără deșeuri nu se face din tablă texturată, deoarece nu se poate respecta principiul ca direcțiile de magnetizare și cele de laminare să coincidă atît la coloane cît și la juguri, ci din tablă silicioasă laminată la rece cu cristale neorientate, ca și mașinile rotative (vezi anexa 2).

3.2.2. FORME ALE SECȚIUNII COLOANEI

Forma secțiunii coloanei este impusă atît de factori de natură tehnologică, cît și de considerente de exploatare.

La transformatoarele de mică putere la care circuitul magnetic se realizează din tole tip E sau U — decupate fără deșeuri — secțiunea coloanei nu poate fi decît dreptunghiulară. Aceeași formă o au și transformatoarele mari cu bobine alternante și cu miezul în manta (fig. 3.6 c). În aceste cazuri, bobinele care formează înfășurările trebuie să aibă tot forma dreptunghiulară pentru o umplere cît mai bună a ferestrelor.

La transformatoarele de putere la care înfășurările nu sînt de tip alternat, ci suprapuse transversal, în caz de scurtcircuit brusc, înfășurarea interioară este comprimată către miez, iar cea exterioară este întinsă (în sens contrar) ; în aceste cazuri forma circulară a bobinei este cea mai adecvată pentru a nu se obține deformări. Pentru o utilizare însă cît mai bună a spațiului din

interiorul bobinelor, forma secțiunii coloanelor trebuie să fie tot circulară. Forma circulară a bobinelor mai are avantajul că, pentru o secțiune dată a coloanei, periferia acesteia este minimă și deci va necesita o cantitate mai mică de material conductor pentru înfășurări.

Dar, forma circulară a coloanei necesitând pentru fiecare tolă componentă o altă lățime, ar face ca manopera pentru realizarea miezului să crească foarte mult. De aceea, secțiunea coloanelor pe care se montează bobine circulare se realizează din tole așezate în trepte sau în evolută, așa cum se arată în figura 3.7. În aceste cazuri, prin diametrul coloanei se înțelege diametrul cercului circumscris secțiunii în trepte a coloanei.

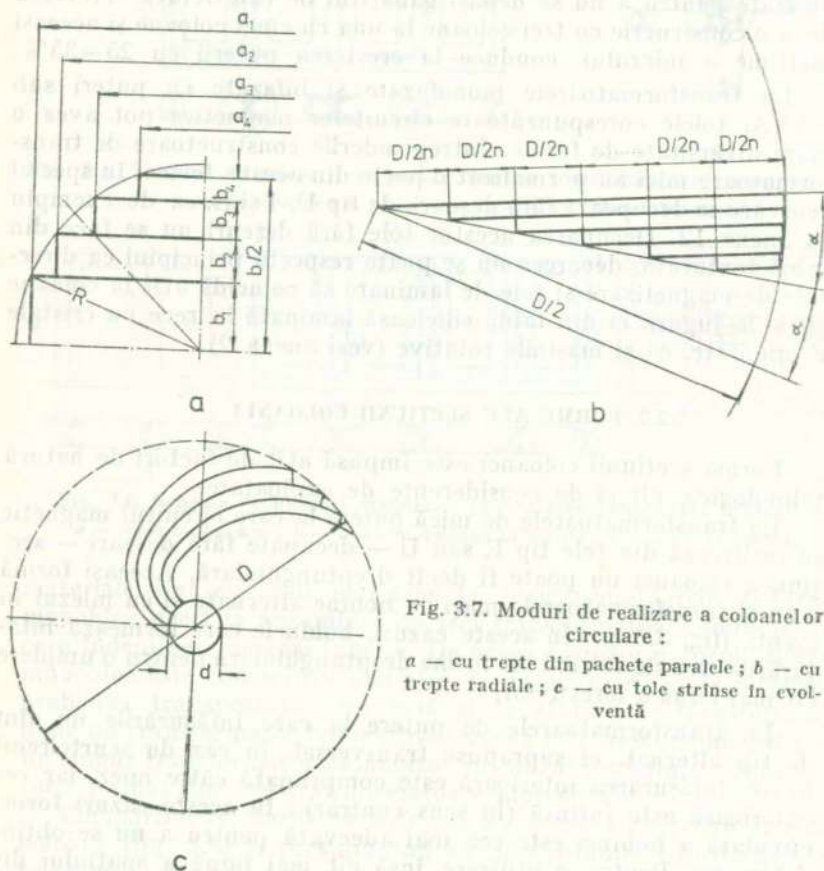


Fig. 3.7. Moduri de realizare a coloanelor circulare :

a — cu trepte din pachete paralele ; b — cu trepte radiale ; c — cu tole strinse în evolută

În scopul limitării dimensiunilor lățimilor tolelor, pentru tăierea economică a tablei și creșterea productivității, țările membre CAER au elaborat o recomandare pentru standardizarea diametrelor coloanelor și a lățimilor tolelor care intră în componența treptelor coloanelor și jugurilor. Pentru diametrele coloanelor s-au propus valorile, în mm : 80, 90, 100, 110, 125, 140, 160, 180, 200, 240, 260, 280, 300, 320, 340, 360, 380, 400, 420, 450, 480, 500, ..., iar pentru lățimile tolelor corespunzător acestor diametre, valorile, în mm : 40, 55, 65, 75, 85, 95, 105, 120, 135, 155, 175, 195, 215, 230, 250, 270, 295, 310, 325, 330, 365, 410, 425, 440, 465, 485.

Șirurile valorilor date în recomandarea CAER continuă și cu valori mai mari.

Dacă diametrele coloanelor au rămas numai ca valori orientative privind modul de utilizare a tolelor pentru treapta maximă, lățimile normalizate ale tolelor sînt de o mare importanță economică pentru întreprinderile constructoare de transformatoare.

La transformatoarele cu înfășurări concentrice, transformatoare cu cea mai largă răspîndire, dacă se cunoaște aria netă A_e a secțiunii coloanei, secțiune realizată din pachete de tole izolate între ele, diametrul coloanei se va determina cu relația :

$$D = 2 \sqrt{\frac{A_e}{\pi k_m}} \quad (3.9)$$

unde factorul de umplere a coloanei $k_m = k_F k_g$.

Coefficientul de umplere al pachetului de tole k_F , numit și coeficient de împachetare și izolare depinde de grosimea tolelor și de modul de izolare, fiind definit de raportul dintre aria netă A_e a secțiunii de fier a coloanei și aria geometrică cuprinsă în perimetrul secțiunii coloanei. Valorile uzuale ale acestui factor sînt date în tabelul 3.5.

TABELUL 3.5

Factorul k_F de umplere a pachetului de tole, ținînd seama și de izolația dintre tole

Grosimea tablei (tolei) [mm]	Izolația		
	hîrtie*	lac*	oxizi ceramici
0,35	0,85	0,90 ÷ 0,91	0,95 ÷ 0,96
0,50	0,875	0,93	0,98

* Observație — Izolația cu hîrtie și cu lac se folosește în unele cazuri la transformatoarele mari. În cazul izolării suplimentare cu mai multe straturi de lac pe o parte sau pe ambele părți, factorul de umplere se determină experimental.

Factorul de umplere a cercului de către coloană k_g depinde de numărul de trepte al coloanei, de modul de strângere al acesteia și, la transformatoare cu canale de răcire în miez, de lărgimea acestor canale. În tabelul 3.6 este dat numărul orientativ de trepte în funcție de diametrul D al coloanei și factorul k_g corespunzător.

TABELUL 3.6

Numărul orientativ de trepte n_t în funcție de diametrul D al coloanei și factorul k_g corespunzător, pentru diferite moduri de strângere a miezului coloanei

a) Miez strins cu înfășurarea și fără canale de răcire

D [cm]	<8	8	9	10÷18	20÷30	32÷40
n_t	3	4	5	6	7-8	9÷11
k_g	0,851	0,877	0,915	0,915÷0,92	0,918-0,925	0,915÷0,925

b) Miez strins cu bandă de sticlă sau de oțel și cu n_c canale longitudinale

D [cm]	20÷26	28÷30	32÷34	36÷38	40÷42	45÷50
n_t	7	7	8	8	10	13
n_c	—	—	—	1	1	1
k_g	0,90	0,91	0,910	0,90	0,910	0,915

c) Miez pentru transformatoarele uscate

D [cm]	8	8	9÷14	16÷22	24÷26	28÷32
n_t	3	4	5-6	7-8	7	8
n_c	—	—	—	—	1	2
k_g	0,851	0,877	0,915-0,920	0,930-0,935	0,80	0,820

Notă — 1. Numărul treptelor n_t și al canalelor longitudinale n_c date în tabel pot fi modificate din considerente tehnico-economice ale întreprinderii constructoare.

2. La calculul factorului k_g s-au luat în considerație și canalele n_c , largi de 6 mm pentru miezurile în ulei și de 20 mm pentru cele în aer.

3. La transformatoarele uscate, pentru $D \leq 22$ cm, strângerea se face cu înfășurarea și cu pene; pentru $D \geq 22$ cm, strângerea se face cu bandă de sticlă sau de oțel.

Diametrele coloanelor determinate cu relația (3.9) se rotunjesc, de regulă, prin scădere sau adăugare la unul din diametrele recomandate mai sus, rămânând a se corecta corespunzător aria netă când se determină numărul de spire al înfășurării de joasă tensiune. Trebuie precizat că aria netă definitivă și valoarea corespunzătoare a inducției în coloană se vor stabili la paragraful 3.5.1 A, unde se va lucra cu dimensiunile normalizate ale treptelor indicate mai înainte.

3.2.3. RELAȚII DE CALCUL PENTRU ARIA NETĂ ȘI DIAMETRUL COLOANEI

Pentru a se scoate în evidență parametrii de care depinde secțiunea coloanei, se dau mai multe relații de calcul care să poată fi aplicate în funcție de cerințele temei de proiectare și de caracteristicile materialelor active și izolante ce se vor utiliza.

Indicarea modului de deducere a unor relații de calcul are ca scop scoaterea în evidență a ipotezelor simplificatoare care se fac, ipoteze care pot fi întărite prin alegerile făcute la definirea soluțiilor.

La deducerea relațiilor de calcul pentru aria secțiunii coloanei se va pleca de la puterea electromagnetică aparentă pe coloană

$$S_1 = EI_N \text{ [VA]} \quad (3.10)$$

în care :

E este tensiunea electromotoare (t.e.m.) corespunzătoare înfășurării primare de pe coloană;

I_N — curentul nominal al înfășurării primare (cu t.e.m. E).

La transformatoarele cu înfășurările repartizate uniform pe „c” coloane, funcție de schema miezului adoptată (figura 3.5 și figura 3.6), puterea electromagnetică corespunzătoare unei coloane va fi :

$$S_1 = S_N : c \text{ [VA]} \quad (3.11)$$

unde S_N este puterea aparentă nominală a transformatorului.

La transformatoarele cu trei înfășurări, dacă nu se indică altfel, puterea nominală de calcul se ia ca semisuma puterilor nominale ale celor trei înfășurări.

La transformatoarele cu puteri mai mari de 10 kVA, tensiunea electromotoare E se poate aproxima cu tensiunea aplicată la bornele bobinei

$$U_b \approx E = \pi \sqrt{2} f w A_c B_c \text{ [V]} \quad (3.12)$$

unde :

- f — este frecvența de variație a tensiunii, în Hz ;
- w — numărul de spire al bobinei sau înfășurării la care se aplică tensiunea U_b ;
- A_c — aria netă a secțiunii coloanei, în m^2 ;
- B_c — inducția magnetică din coloană, în T.

La transformatoarele de mică putere ($S_N < 10$ kVA), t.e.m. se poate aproxima cu relația :

$$E \approx U_b - \frac{1}{2} U_k \quad [V] \quad (3.12 a)$$

dacă se dă tensiunea de scurtcircuit U_k în V, sau cu relația :

$$E \approx \frac{1+\eta}{2} U_b \quad [V] \quad (3.12 b)$$

dacă se dă randamentul η la $\cos \varphi_s = 1$.

Transformatoarele cu puteri pînă la 200 VA au randamentul cuprins între 0,7 și 0,85 și valori ale randamentului pînă la 0,95 la puteri de 10 kVA.

Transformatoarele cu puteri între 10 și 100 VA au tensiunile de scurtcircuit cuprinse între 10 și 30%, valorile mai mari fiind la transformatoarele mai mici. La puteri între 200 și 1000 VA, tensiunea de scurtcircuit variază între 5 și 10%, predominînd componenta activă. La puteri peste 5 kVA, componenta activă a tensiunii de scurtcircuit scade cu puterea, iar componenta reactivă, care predomină, poate fi ajustată pentru obținerea valorii dorite. La transformatoarele cu puteri pînă la ordinul MVA, tensiunile de scurtcircuit sînt de 4 și 6%, iar la puteri mai mari pot varia între 8 și 15%, valori care cresc cu puterea.

A. Diametrul și aria secțiunii coloanei unui transformator cînd se cunoaște componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit și se impune sortul de tablă

La transformatoarele de uz general, tensiunea relativă de scurtcircuit nominală u_k este impusă prin tema de proiectare. Dacă se dau și pierderile de scurtcircuit, se pot separa cele două componente ale lui u_k .

Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit raportată la tensiunea electromotoare E este :

$$u_{kr} = \frac{\omega L_k I_N}{E} [\text{u.r.}], \quad (3.13)$$

iar inductanța totală de scăpări, raportată la înfășurarea cu w spire, are expresia :

$$L_k = \mu_0 w^2 \beta a_\sigma k_R [H] \quad (3.14)$$

în care (în afara notațiilor definite și a celor din figura 3.4) :

k_R , este factorul lui Rogowski ;

β — factorul de configurație geometrică al transformatorului ;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m — permeabilitatea magnetică a vidului ;

a_σ — lărgimea echivalentă a canalului de dispersie, în m.

Dacă în relația (3.10) se înlocuiește curentul nominal cu valoarea care rezultă din (3.13) și se au în vedere relațiile (3.12) și (3.14) se obține aria secțiunii coloanei :

$$A_c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\pi} a_\sigma k_R \beta \frac{S_1}{u_{kr} f B_c^2}} [m^2] \quad (3.15)$$

în care lărgimea echivalentă a canalului de dispersie

$$a_\sigma = a_{Jl} + \frac{a_j + a_i}{3} [m]. \quad (3.16)$$

Dacă se are în vedere relația (3.9), diametrul corespunzător ariei A_c are expresia :

$$D = \frac{2}{\pi} \sqrt[4]{\pi \mu_0 \frac{a_\sigma k_R}{k_m^2 B_c^2} \frac{\beta}{u_{kr}} \frac{S_1}{f}} [m] \quad (3.17)$$

în care, valorile mărimilor care intervin sînt luate în sistemul de unități SI (B_c — în T, a_σ — în m, S_1 — în VA, f — în Hz, și u_{kr} — în unități relative).

Ținînd seama că $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m, din relația (3.17) se poate obține diametrul

$$D = 16 \sqrt[4]{\beta \frac{a_\sigma k_R}{k_m^2 B_c^2} \frac{S_1}{f u_{kr}}} [cm] \quad (3.18)$$

dacă, în afara mărimilor adimensionale, puterea S_1 pe coloană se ia în kVA, frecvența f — în Hz, inducția în T, lărgimea echivalentă a_σ — în cm și componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit u_{kr} în %.

— Factorul lui Rogowski k_R , adimensional, variază între 0,93 și 0,97 pentru transformatoarele cu înfășurări concentrice, valorile mai mici corespunzînd la transformatoarele mai mici. Valoarea lui k_R se determină exact după definitivarea dimensiunilor geometrice ale înfășurărilor.

— Factorul de configurație geometrică denumit și factor de suplete

$$\beta = \frac{\pi D_m}{H_B} \quad (3.19)$$

poate lua valori între 0,8 și 3,5. În funcție de condițiile de gabarit impuse, dacă se cere un transformator mai suplu, se va alege un β mai mic și invers. La aceiași parametri electrici ai unui transformator, se poate determina o valoare a lui β pentru care costul materialelor active și izolante este minim. Dar, odată cu schimbarea raportului costurilor specifice ale materialelor, se modifică și valoarea lui β pentru aceeași parametri electrici ai transformatorului. În tabelul 3.7 se dau pentru β valori orientative cu care s-au realizat transformatoare normale în ulei și uscate. Aceste valori depind, în afară de raportul dintre costul materialelor active și izolante, de puterea transformatorului, de materialul conductor al înfășurărilor și de tensiunea înaltă care stabilește nivelul de izolație al transformatorului și deci factorul de umplere al ferestrei.

TABELUL 3.7

Valori orientative pentru factorul β , în funcție de putere și de tensiune înaltă

a) Transformatoare trifazate în ulei

Materialul U_N [kV] S_N [kVA]	Aluminiu			Cupru		
	6-10	35	110	6-10	35	110
25-100	1,1-1,6	—	—	1,8-2,4	—	—
125-630	1,1-1,6	1,0-1,5	—	1,8-2,4	1,8-2,4	—
800-6300	1,2-1,7	1,0-1,6	—	2,0-2,6	1,8-2,4	—
6300-16000	—	1,0-1,3	1,0-1,3	—	1,7-2,0	1,6-2,0
20000-80000	—	—	—	—	1,3-1,6	1,5-1,8

b) Transformatoare trifazate uscate

Materialul U_N [kV] S_N [kVA]	Aluminiu		Cupru	
	1	6-10	1	6-10
10-160	0,8-1,5	—	1,1-2,2	—
160-630	—	1,1-1,6	—	1,5-2,4
630-1600	—	1,0-1,3	—	1,3-2

— Inducția în coloană B_c , în T, se alege în limitele indicate la paragraful 3.1.3, funcție de sortul tablei utilizate la construcția miezului magnetic, de nivelul pierderilor în fier și al curentului la funcționarea în gol, de posibilitatea de răcire a miezului etc.

— Componenta reactivă u_{kr} , a tensiunii de scurtcircuit, în procente, rezultă din tensiunea de scurtcircuit u_k a transformatorului dată prin temă și din componenta activă u_{ka}

$$u_{kr} = \sqrt{u_k^2 - u_{ka}^2} [\%]. \quad (3.20)$$

— Componenta activă u_{ka} , a tensiunii de scurtcircuit, în procente, are valoarea

$$u_{ka} = \frac{P_k}{10S_N} [\%] \quad (3.21)$$

unde S_N , este puterea nominală în kVA, iar P_k — pierderile la scurtcircuit corespunzătoare curentului nominal, în W.

— Factorul $k_m = k_{Fe} k_g$, se determină din tabelele 3.5 și 3.6.

Dacă nu sînt cunoscute pierderile la scurtcircuit, într-o primă aproximație se poate lua $u_{kr} \approx u_k$, aproximație destul de bună la transformatoarele cu puteri peste 100 kVA, la care componenta activă este relativ mică.

— Lățimea canalului dintre joasa tensiune și înalta tensiune, a_{jt} (figura 3.4) se alege din tabelul 3.1 pentru transformatoarele în ulei și din tabelul 3.2 pentru transformatoarele uscate, corespunzător nivelului de izolație.

— Grosimile a_j și a_t ale înfășurărilor (figura 3.4), depind de puterea transformatorului, de materialul conductor al înfășurărilor, de nivelul pierderilor în înfășurări, de tensiunea de scurtcircuit și de nivelul de izolație al transformatorului, nivel determinat de tensiunea de încercare. Pentru început, în baza experienței întreprinderilor constructoare de transformatoare, se consideră

$$\frac{a_j + a_t}{3} = k_a \sqrt[4]{S_1} \quad (3.22)$$

unde, pentru a se obține valoarea în cm, puterea pe coloană S_1 se ia în kVA, iar factorul k_a , pentru pierderile și tensiunile de scurtcircuit uzuale, se poate aproxima în limitele valorilor din tabelul 3.8.

TABELUL 3.8

Valorile coeficientului k_a din relația (3.22) pentru transformatoarele trifazate în ulei, cu înfășurări de cupru, în funcție de puterea nominală S_N și tensiunea înaltă U_i

U_i [kV] \ S_N [kVA]	10	35	110
≤ 125	0,8 — 0,6	—	—
160 ÷ 800	0,65 — 0,52	0,65 — 0,58	—
1 000 ÷ 6 300	0,51 — 0,43	0,54 — 0,46	—
$\leq 80 000$	—	0,48 — 0,46	0,58 — 0,66

Notă :

1. Pentru transformatoarele uscate cu înfășurări de cupru și $S_N = 10 \div 160$ kVA, iar $U_i < 1000$ V, $k_a = 0,8 \div 0,74$; la $S_N = 160 \div 1600$ kVA și $U_i \leq 10$ kV, $k_a = 0,58 \div 0,48$.

2. Pentru transformatoarele cu înfășurări de aluminiu, valorile lui k_a se iau cu aproximativ 25 ÷ 30% mai mari decât cele din tabel.

B. Diametrul și aria secțiunii coloanei când sînt cunoscute caracteristicile materialelor active și, totodată, sînt impuse pierderile în fier și cele din înfășurări, sau raportul lor

În ipoteza neglijării curenților la funcționarea în gol față de curentul nominal,

$$w_i I_{Ni} \approx w_j I_{Nj} \quad (3.23)$$

și, considerind densitățile de curent în cele două înfășurări aproximativ egale ($J_j \approx J_i = J$), masa materialului conductor a celor două înfășurări care au w_j , respectiv w_i spire, se poate considera

$$G_w = 2\gamma_w l_w (w_i s_i) \quad [\text{kg}] \quad (3.24)$$

luind ca bază înfășurarea de înaltă tensiune.

În relația (3.24), în afara notațiilor cunoscute :

γ_w este densitatea materialului conductor utilizat, în kg/m^3 ;

l_w — lungimea medie a spirelor celor două înfășurări, în m;

s_i — secțiunea conductorului înfășurării de i.t., în m^2 .

Considerînd un miez cu două coloane și cu aria secțiunii coloanei egală cu aria secțiunii jugului, masa acestui miez va fi :

$$G_{Fe} = \gamma_{Fe} A_c l_{Fe} \quad [\text{kg}] \quad (3.25)$$

unde :

l_{Fe} este lungimea medie a circuitului magnetic, în m;

γ_{Fe} — densitatea medie a miezului, în kg/m^3 ;

A_c — în m^2 .

Dacă se înlocuiește în relația (3.10) curentul nominal $I_{iN} = s_i J$ și se au în vedere relațiile (3.12), (3.24) și (3.25), expresia ariei secțiunii coloanei devine :

$$A_c = \sqrt{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{\gamma_w}{\gamma_{Fe}} \frac{l_w}{l_{Fe}} \frac{G_{Fe}}{G_w} \frac{S_1}{f J B_c}} \quad [\text{m}^2]. \quad (3.26)$$

Raportul maselor materialelor active se poate înlocui în funcție de raportul pierderilor date prin temă

$$\varepsilon = \frac{P_k}{P_\theta} \approx \frac{G_w p_w}{G_{Fe} p_{Fe}} \quad (3.27)$$

în care :

p_{Fe} reprezintă pierderile specifice în miezul fero-magnetic pentru valoarea inducției B_c , în W/kg ;

p_w — pierderile specifice în înfășurări pentru densitatea de curent J , care sînt :

$$p_w = \frac{\rho_w}{\gamma_w} J^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (3.28)$$

notațiile fiind cele cunoscute (ρ_w — în Ωm ; γ_w — în kg/m^3 ; J — în $\text{A/m}^2 = 10^6 \text{ A/mm}^2$).

Înlocuind raportul maselor din relația (3.26) cu cel obținut din (3.27) în care p_w se înlocuiește cu valoarea din relația (3.28), se obține următoarea formă a expresiei ariei secțiunii coloanei

$$A_c = \sqrt{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{\rho_w}{\gamma_{Fe}} \frac{l_w}{l_{Fe}} \frac{1}{\varepsilon p_{Fe}} \frac{J}{B_c} \frac{S_1}{f}} \quad [\text{m}^2]. \quad (3.29)$$

cu notațiile cunoscute și cu valorile mărimilor în sistemul de unități SI, menționate mai sus (S_1 — se introduce în VA; B_c , în T; f — în Hz).

Dacă se are în vedere relația (3.9), diametrul coloanei, corespunzător ariei A_c , are expresia :

$$D = \frac{2}{\pi} \sqrt[4]{\frac{\pi \sqrt{2}}{k_m^2} \frac{\rho_w}{\gamma_{Fe}} \frac{l_w}{l_{Fe}} \frac{1}{\varepsilon p_{Fe}} \frac{J}{B_c} \frac{S_1}{f}} \quad [\text{m}]. \quad (3.30)$$

În practică, ținând seama de constantele de material ($\gamma_{Fe} = 7,65 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$, $\rho_{Cu75^\circ} = 2,135 \cdot 10^{-8} \Omega \text{ m}$ și $\rho_{Al75^\circ} = 3,44 \cdot 10^{-8} \Omega \text{ m}$), relația (3.30) se mai poate scrie sub forma:

$$D = C_1 C_2 \sqrt[4]{\frac{1}{k_m^2} \frac{1}{\varepsilon p_{Fe}} \frac{J}{B_c} \frac{S_1}{f}} \quad [\text{cm}]. \quad (3.31)$$

După cum se vede, cu relația (3.31), diametrul se obține în cm dacă, în afara mărimilor adimensionale, puterea pe coloană S_1 se ia în kVA, frecvența f în Hz, densitatea de curent J în A/mm^2 , inducția în coloană B_c în T, iar pierderile specifice în fier, p_{Fe} , în W/kg , corespunzătoare inducției B_c , se iau din anexa 9. Constanta $C_1 = 2,11$ pentru transformatoarele cu înfășurări de cupru, iar pentru cele cu înfășurări de aluminiu $C_1 = 2,375$; constanta C_2 depinde de raportul l_w/l_{Fe} , raport care variază foarte puțin la transformatoarele de același tip și are, funcție de tipul transformatorului, valorile date în tabelul 3.9.

TABELUL 3.9

Valorile constantei C_2 din relația (3.31) în funcție de tipul transformatorului

Tipul transformatorului	Monofazat	Trifazat
Cu bobine cilindrice	7,87	7,40
Cu bobine dreptunghiulare	8,69	7,87
În manta.	10,82	8,69

Dacă pierderile la scurtcircuit P_k și pierderile în gol P_0 sînt date, atunci ε rezultă din relația (3.27). La seriile unitare de transformatoare cu puteri pînă la 1 600 kVA, serii realizate la noi în țară, ε variază între 4,5 și 6,5 atît la transformatoarele cu înfășurări de cupru, cît și la cele cu înfășurări de aluminiu. Funcție de țara și destinația transformatoarelor, ε ia valori între 4 și 9.

Pierderile specifice în fier p_{Fe} , în W/kg , se iau corespunzător inducției din coloană aleasă B_c , pentru sortul de tablă folosit din anexa 9. În paragraful 3.1.3 sînt indicate atît limitele pentru inducțiile în coloană B_c , cînd se utilizează diferite sorturi de tablă, cît și curbele de variație ale pierderilor specifice în fier la fiecare sort.

Densitatea medie a curentului se alege funcție de materialul înfășurărilor, de nivelul admis pentru pierderile din înfășurări, de modul de răcire al transformatorului, de clasa de izolație și de tipul înfășurării adoptate. Valorile medii ale densităților de curent folosite la transformatoarele în ulei cu răcire naturală și înfășurări de cupru sînt date în tabelul 3.10.

TABELUL 3.10

Valorile medii ale densității de curent la transformatoare în ulei cu răcire naturală și înfășurări de cupru

S_N [kVA]	≤ 100	160 ÷ 500	640 ÷ 1 600	2 000 ÷ 10 000	$> 10 000$
J [A/mm ²]	2,5 ÷ 3,0	2,7 ÷ 3,2	3,0 ÷ 3,5	3,2 ÷ 4,0	3,3 ÷ 4,3

Observații: 1. Pentru transformatoarele cu răcire forțată prin suflare cu aer se ia, în general, o densitate de curent mai mare cu 5 pînă la 10%. La transformatoarele care au și circulația forțată a uleiului densitățile de curent se pot lua între 4 și 4,8 A/mm^2 dacă pierderile în înfășurări permit acest lucru.

2. La transformatoarele uscate, densitatea de curent depinde de clasa de izolație a transformatorului. Pentru clasa de izolație B, densitatea de curent se limitează la 1,5...2,5 A/mm^2 , în timp ce la clasa de izolație F, ea este comparabilă cu cea de la transformatoarele în ulei cu răcire naturală.

3. La transformatoarele cu înfășurări de aluminiu, valorile lui J sînt de 50 pînă la 80%, din cele utilizate la cupru.

C. Aria secțiunii coloanei cînd se alege tensiunea pe spiră

La o parte din transformatoarele cu destinație specială, mai ales la cele cu o înfășurare de tensiune mică și curent foarte mare, unde numărul de spire este de ordinul unităților, aria secțiunii coloanei se poate determina pornind de la o tensiune pe spiră U_w scoasă din relația (3.12):

$$A_c = \frac{U_w}{\pi \sqrt{2} f B_c} \quad [\text{m}^2], \quad (3.32)$$

în care, tensiunea pe spiră se ia în V, frecvența f , în Hz, iar inducția B_c în T. Valorile uzuale pentru tensiunea pe spiră, la transformatoarele trifazate în ulei, se dau în tabelul 3.11.

TABELUL 3.11

Valori orientative pentru tensiunea pe spirală U_w , în funcție de putere, la transformatoarele trifazate în ulei, cu înfășurări de cupru, alimentate de la rețele de 50 Hz

S_N [kVA]	10–20	30–50	75–125	160–250	315–500	
U_w [V]	1,2–2,5	2,5–3,5	3,5–5,5	5–8	7–10	

S_N [kVA]	630–1 000	1 250–2 000	2 500–3 150	4 000–5 000	6 300–8 000	10 000–16 000
U_w [V]	10–17	15–28	20–30	28–40	35–50	48–60

Notă: 1. Când se utilizează tabla laminată la cald, pentru aceeași putere, tensiunile pe spirală sînt mai mici cu 10–15%.

2. La transformatoarele cu înfășurări din aluminiu, pentru scăderea costului total, se pot lua valori mai mici cu pînă la 20% față de cele din tabel,

Valorile pentru inducția în coloană sînt indicate la paragraful 3.1.3.

D. Aria secțiunii coloanei cînd este dată forma tolelor din care se realizează circuitul magnetic

Aria secțiunii coloanei se poate determina și în acest caz, cu oricare din relațiile (3.15), (3.29) sau (3.32), punîndu-se condițiile ca înfășurările să încapă în fereastră. De aceea, în multe cazuri, aria secțiunii coloanei se determină din condiția umplerii ferestrei, ajungîndu-se indirect la relația (3.32), dacă se determină numărul de spire al unei înfășurări cu relația

$$w = \frac{k_u FH}{4s} \quad (3.33)$$

unde, în afara notațiilor din fig. 3.4:

k_u este factorul de umplere al ferestrei;

s — secțiunea conductorului înfășurării care are w spire, în mm^2 .

Lărgimea F a ferestrei și înălțimea H , care delimitează spațiul afectat bobinei, se iau în mm și depind de forma tolei și de distanțele de la miez la înfășurări. Secțiunea s a conductoarelor utilizate se determină alegînd o densitate de curent J , curenții fiind cunoscuți direct sau indirect din tema de proiectare.

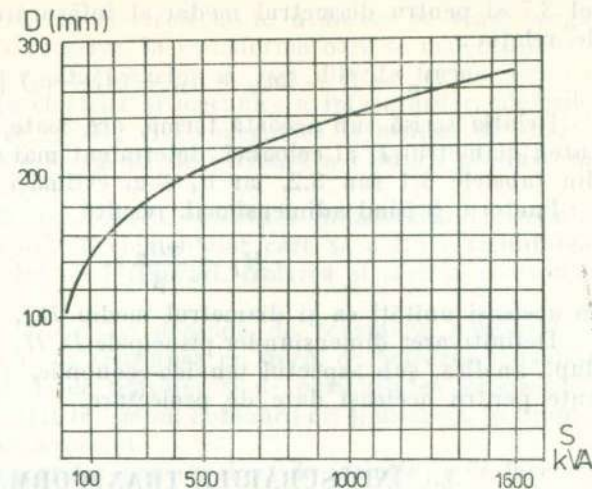


Fig. 3.8. Valorile orientative ale diametrului coloanei, funcție de puterea nominală, la transformatoarele trifazate în ulei.

Factorul de umplere a ferestrei k_u , depinde atât de mărimea și forma secțiunilor conductoarelor utilizate, cât și de schema de izolație corespunzătoare clasei și nivelului de izolație. Acest factor se determină pentru fiecare caz în parte, cu dimensiunile reale ale conductoarelor ce se vor utiliza și ale elementelor izolatoare care intervin, fie desenîndu-se la scară o parte din înfășurare, fie prin calcul.



Ordinul de mărime al valorilor diametrelor coloanelor calculate, pentru transformatoarele de putere normală, se poate verifica și cu datele din figura 3.8. Pentru pierderi date în transformator, diametrul optim este acela care conduce la costul minim al materialelor active și izolante.

Dimensiunile principale ale transformatorului sînt în dependență unele de altele; stabilirea uneia dintre ele atrage determinarea celorlalte.

În practică, după determinarea secțiunii coloanei A_c , se determină înălțimea H_B a bobinelor, apoi, funcție de organizarea înfășurărilor, rezultă lățimea F a ferestrei.

Înălțimea bobinelor se deduce într-o primă aproximație cu relația (3.19), pentru un β ales la calculul diametrului din tabe-

lul 3.7 și pentru diametrul mediu al înfășurărilor (fig. 3.4), dat de relația:

$$D_m = D + 2a_{0j} + a_{ji} + (a_j + a_i) \text{ [mm]}. \quad (3.34)$$

Relația scrisă sub această formă, are toate elementele cunoscute: diametrul D al coloanei, determinat mai sus, a_{0j} și a_{ji} aleși din tabelele 3.1 sau 3.2, iar $a_j + a_i$ estimați cu relația (3.22).

Factorul β fiind adimensional, rezultă

$$H_B = \frac{\pi D_m}{\beta}, \quad (3.35)$$

în aceleași unități ca și diametrul mediu D_m .

Definitivarea dimensiunilor principale D , H_B și F , se face numai după analiza, sub aspectul tehnico-economic, a mai multor variante pentru aceleași date de proiectare.

3.3. ÎNFĂȘURĂRILE TRANSFORMATOARELOR

Înfășurările transformatoarelor trebuie realizate în așa fel, încît să îndeplinească condițiile:

- să reziste la solicitările electrice produse de supratensiunile de comutație sau atmosferice;
- să reziste, sub aspectul mecanic, la eforturile electrodinamice de scurtcircuit;
- în decursul unei funcționări normale sau în caz de scurtcircuit de durată limitată, încălzirile să nu depășească limitele admise pentru clasele de izolație ale elementelor care se încălzesc.

Totodată, înfășurările trebuie realizate cu un consum minim de materiale și manoperă, la pierderi principale și suplimentare în limite impuse prin tema de proiectare [2], [6], [14].

Corelarea acestor cerințe constituie o problemă care se rezolvă în parte prin alegerea unei scheme de izolație și a unui tip de înfășurare adecvat [3], [13], [15].

3.3.1. ELEMENTE NECESARE PENTRU REALIZAREA ȘI DIMENSIONAREA ÎNFĂȘURĂRILOR

Pentru transformatoarele în ulei se folosesc materiale izolante din clasele A și E , iar pentru transformatoarele uscate, materiale din clasele B , F , H și C . Materialele conductoare pentru înfășurările transformatoarelor sînt cuprul și aluminiul cu destinație specială.

În afara materialelor electroizolante utilizate pe scară largă în mașinile electrice rotative, la transformatoare se mai utilizează hîrtia de izolare a conductoarelor și, sub diferite forme, pentru asigurarea rigidității electrice și mecanice a înfășurărilor, uleiurile minerale și sintetice, gazele electronegative și nisipul de cuarț, ca materiale izolante și agenți de preluare a căldurii produse în transformator.

Realizarea și dimensionarea corectă a înfășurărilor, necesită stabilirea de la început a elementelor care să asigure rigiditatea mecanică a sistemului de înfășurări, izolarea și răcirea corespunzătoare.

A. Izolația conductoarelor depinde de tensiunea nominală a înfășurării respective, de tensiunea pe spirală, de valoarea tensiunii de încercare la impuls de tensiune și de posibilitatea deteriorării mecanice a izolației atît în timpul bobinării cît și ulterior, în timpul exploatării transformatorului.

Izolarea conductoarelor pentru clasa de izolație A se face cu hîrtie. La transformatoarele cu tensiuni pînă la 60 kV, grosimea normală a izolației pe ambele părți este $d' - d = 0,2 \div 0,4$ mm la conductoarele rotunde și $a' - a = b' - b = 0,3 \div 0,5$ mm la cele profilate (STAS 6163-68).

Conductoarele emailate sînt utilizate în special la transformatoarele uscate și, cu unele precauții, la cele în ulei de mică putere și cu tensiuni pînă la 35 kV. Întărirea izolației conductoarelor emailate se face cu benzi sau fire de hîrtie sau de sticlă, corespunzător clasei de izolație.

Grosimea izolației conductoarelor izolate cu bumbac, mătase, email, sticlă, precum și email + sticlă sînt date în anexa 6.

B. Izolația dintre straturi trebuie să nu permită străpungerea sau conturnare între straturi și, totodată, să contribuie la rigidizarea mecanică a bobinei. De aceea, la înfășurările realizate din conductoare profilate izolate cu hîrtie și cu tensiunile între straturile alăturate sub 300 V, izolația dintre straturi se limitează la unul sau două straturi de preșpan de 0,2 mm, după caz. Această izolație, are mai mult un rol mecanic. Pentru clase de izolație superioare clasei A , izolația dintre straturi poate fi pînza de sticlă sau alte materiale adecvate. La tensiuni ale înfășurărilor peste 6 kV, realizate din conductoare rotunde sau profilate și izolate cu hîrtie, izolația dintre straturi se realizează din mai multe foi subțiri de hîrtie, grosimea totală depinzînd de tensiunea de lucru dintre straturile vecine (tabelul 3.12). Totodată, în tabelul 3.12 se indică și cu cît trebuie să depășească izolația dintre straturi capetele bobinei pe o singură parte, pentru a se evita conturnările.

TABELUL 3.12

Izolația cu hirtie de cablu de 0,12 mm între straturi pentru înfășurările stratificate

Tensiunea normală între două straturi [V]	Grosimea izolației dintre straturi [mm]	Depășirea capătului bobinei de către izolația dintre straturi [mm]
<1 000	2 × 0,12	1,0
1 000—2 000	3 × 0,12	1,6
3 001—3 500	4 × 0,12	1,6
3 501—4 000	5 × 0,12	1,6
4 001—4 500	6 × 0,12	2,2
4 501—5 000	7 × 0,12	2,2
5 001—5 500	8 × 0,12	2,2
	9 × 0,12	2,2

Notă : Pentru transformatoarele cu puteri mai mari de 1 000 kVA, izolația între straturi se alege tot din acest tabel, dar nu se ia mai puțin de 6 × 0,12 mm, iar depășirea izolației de capăt nu se ia mai mică de 2 mm, chiar dacă tensiunile dintre straturi sînt mai mici.

Tensiunea U_s între două straturi vecine ale unei bobine cu w_s spire pe strat și cu o tensiune de lucru pe spirală U_w se determină cu relația :

$$U_s = 2w_s U_w \text{ [V]}. \quad (3.36)$$

Grosimea izolației dintre straturile galeților este dată în tabelul 3.13, funcție de puterea și tensiunea transformatorului, fără ca tensiunea normală dintre doi galeți vecini să depășească 1 500—2 000 V.

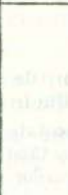
C. Cilindrii izolani sînt folosiți ca paravane așezate între înfășurarea de înaltă și de joasă tensiune sau între înfășurare și miez. Se pot deosebi cilindri rigizi, semirigizi și moi (vezi paragraful 3.1.2).

Cilindrii rigizi sînt confecționați din hirtie bachelizată sau din pertinax, avînd grosimile de 2 ; 3 ; 3,5 ; 4 și 5 mm. Diametrele interioare sînt normalizate, de la valori care încep cu 75 mm și cresc cu o rație de 5 mm pînă la 500 mm, iar în limitele de la 500 la 1 200 mm rația de creștere este de 10 mm. Cilindrii sînt livrați la lungimile cerute, fără a se depăși 3 100 mm.

Toleranțele de execuție ale cilindrilor rigizi sînt de maximum $\pm 0,3$ mm pentru diametrele interioare și de maximum 0,45 mm pentru grosimi.

TABELUL 3.13

Grosimea izolației dintre straturile galeților, în mm

Puterea kVA	Tensiunea kV	
	15	30
20—200	 Grosimea izolației A - 0,5* B - 0,3* C - 0,12	 Grosimea izolației A - 0,5* B - 0,3 C - 0,12
	 Grosimea izolației A - 0,5* B - 0,3* C - 0,125	 Grosimea izolației A - 0,5* B - 0,3 C - 0,125
630—1000	 Grosimea izolației A - 0,4* B - 0,3* C - 0,125	 Grosimea izolației A - 0,5 B - 0,3 C - 0,125
	 Grosimea izolației A - 0,5 B - 0,3 C - 0,2	 Grosimea izolației A - 0,5 B - 0,3 C - 0,2

Notă : 1. La înfășurările spiralate sau continue în galeți, nu se utilizează izolație între straturi.

2. Grosimile izolației notate cu asterisc (*) pot fi micșorate cu circa 20%.

Rigiditatea dielectrică pentru fiecare tip de cilindru este indicată de întreprinderea constructoare. În general, pentru cilindrii impregnați în ulei, rigiditatea dielectrică în direcția transversală (radială) la 20°C este cuprinsă între 16 și 43 kV/mm, iar în direcția longitudinală a straturilor, variază între 1,5 și 2,1 kV/mm.

Cilindrii semirigizi sunt realizați în funcție de mărimea transformatorului, la grosimi de la 0,5 până la 2,5 mm, din foi de preșpan. Straturile sunt astfel înfășurate pentru a se suprapune în parte și, totodată, pentru a nu se produce îngroșări locale excesive ale cilindrilor.

Cilindrii moi sunt utilizați la transformatoarele de mare putere cu tensiuni foarte înalte. Acești cilindri sunt realizați chiar în fabricile de transformatoare prin înfășurarea mai multor straturi de hirtie subțire de cablu, umplind aproape complet spațiul dintre înfășurări.

Cilindrii moi se realizează bine numai până la grosimi de 10 mm; când cilindrii trebuie să aibă grosimi mai mari ei se subîmpart în cilindri cu grosimi sub 10 mm și cu canale de ulei între ei.

Utilizarea cilindrilor moi permite reducerea distanțelor dintre înfășurări la circa 60% din distanța folosită la construcția clasică cu cilindri rigizi sau semirigizi.

Cilindrii moi se înfășoară pe o lungime mai mare decât este înălțimea straturilor, pentru a se putea forma gulerile de la capete, cum se arată în figura 3.9.

La tensiuni de 60 kV și mai mari, pentru a proteja transformatorul de conturnări sau străpungeri între bobine și coloane și, în special, între bobine și juguri, izolația principală trebuie com-

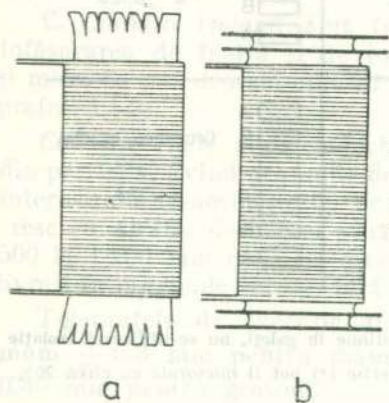


Fig. 3.9. Moduri de execuție a izolației cu cilindri moi:

a — bobine executate pe un cilindru de hirtie cu capetele hirtiei tăiate; b — cilindru după formarea discurilor rășfrinte.

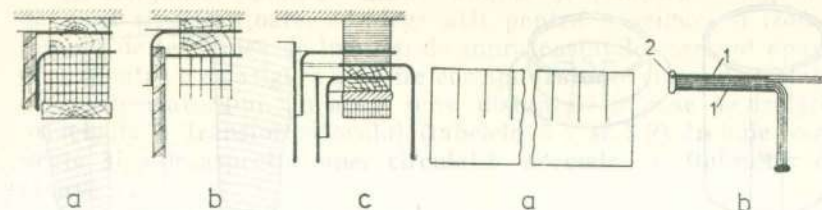


Fig. 3.10. Discuri rășfrinte: a și b — până la 30 kV; c — până la 110 kV

Fig. 3.11. Disc rășfrint de preșpan: a — fișii de preșpan de 0,5—1,0 mm, cu margini tăiate; b — discul rășfrint după îndoirea marginii tăiate; 1 — disc de întărire din preșpan; 2 — cusătură de sfoară.

pletată cu **discuri rășfrinte**. Soluțiile constructive corespunzătoare sunt date în figura 3.10. Folosirea discurilor rășfrinte la tensiuni mai mici, până la 15 kV, apare numai în cazuri speciale, când dimensiunile ferestrei sunt insuficiente.

Discurile rășfrinte pentru transformatoarele mici sunt presate din preșpan, iar pentru unitățile mari din hirtie lăcuită, cu rășini de bachelită, din preșpan sau din transformerboard. În figura 3.11 se arată modul de executare al unui disc rășfrint din preșpan. Prinderea discurilor cu sfoară se face către extremități pentru a nu favoriza conturnările, iar la suprapunerea foilor, creșterile să nu coincidă.

Pentru o adaptare mai ușoară a diametrelor cilindrilor și discurilor la cererile constructorului, se realizează discuri și cilindri secționați drepti sau rășfrinți, după cum se arată în figura 3.12. Lungimile *a* și *b* ale suprapunerilor variază funcție de grosimea și de diametrul interior al cilindrilor, pentru a nu apare conturnări.

D. Menținerea distanțelor radiale și axiale dintre bobinele înfășurărilor, ca și consolidarea bobinelor, se asigură cu ajutorul penelor longitudinale și a distanțoarelor.

Penele longitudinale se execută din foi de preșpan înleiate, din pertinax sau din sticlotextolit. La tensiuni sub 10 kV se pot executa și din lemn, îmbrăcate cu preșpan (fig. 3.13).

Penele cu secțiunea trapezoidală sau în formă de T sunt pentru fixarea distanțoarelor, cum se arată în figura 3.14.

Distanțoarele se confecționează din preșpan, transformerboard sau alte materiale adecvate claselor superioare de izolație și se fixează cu penele longitudinale (fig. 3.14) sau, mai rar, prin încliere pe galeți.

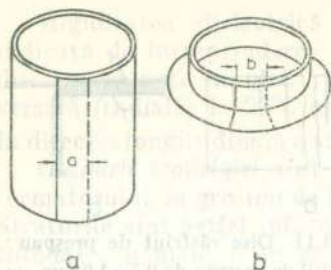


Fig. 3.12. Cilindru și disc rășnrit de preșpan:
a — cilindru; b — disc.

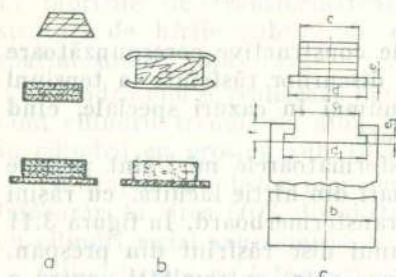


Fig. 3.13. Diferite forme de secțiuni pentru pene longitudinale.

Lungimea radială a distanțoarelor corespunde dimensiunilor radiale ale bobinelor cu adaosurile corespunzătoare pentru decuparea lăcașului penei longitudinale și pentru partea care depășește galețul în afară. În tabelul 3.14 sînt date dimensiunile distanțoarelor, corelate cu dimensiunile transversale ale penelor longitudinale, pentru formele din figura 3.13.

TABELUL 3.14

Dimensiunile distanțoarelor și a penelor corespunzătoare. Notațiile sînt cele din figura 3.13, iar dimensiunile sînt în mm

b	c	d	e	e ₁	d ₁	f	e ₂
30	12	18	1,5	14	20	5,5	2,5
40	19	25	1,5	21	27	5,5	2,5
50	19—26	25—32	1,5—2,0	21—28	27—34	7,5—8,0	2,5—3,5

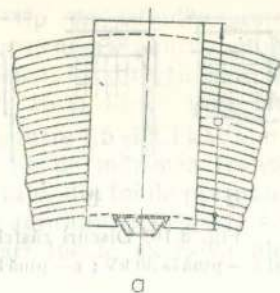


Fig. 3.14. Distanțoare:
a — cu prindere simplă; b — cu prindere dublă.

E. Lărgimea canalelor dintre bobine și înfășurări asigurată de pene și distanțoare, se alege atît pentru a asigura o izolare impusă de tensiunea de lucru și de supratensiunile care pot apare, cît și pentru a se asigura o răcire corespunzătoare clasei de izolație a transformatorului. În acest sens, distanțele impuse de izolația principală a transformatorului (tabelele 3.1 și 3.2) trebuie verificate și sub aspectul unei circulații normale a fluidului de răcire.

La transformatoarele în ulei, lărgimea minimă a canalelor (în lungul bobinelor) pentru o bună circulație a uleiului este dată în tabelul 3.15, iar în tabelul 3.16, se dau valori uzuale pentru distanțele dintre galeți (canalele radiale) în funcție de puterea și tensiunea transformatorului, fără ca tensiunea normală dintre doi galeți să depășească 1 500—2 000 V.

TABELUL 3.15

Lățimea minimă, în mm, a canalelor de răcire în lungul bobinelor pentru o bună circulație a uleiului

Canale verticale				Canale orizontale	
lungime canal, mm	înfășurare-înfășurare	înfășurare-cilindru	înfășurare-coloană	lungime canal mm	înfășurare-înfășurare
300	4—5	2	4—5	40	4
300—500	5—6	5	5—6	40—60	5
500—1 000	6—8	5—6	6—8	60—70	6
1 000—1 500	8—10	6—8	8—10	70—80	7

Notă: Transformatoarele uscate, răcite cu aer, au, pentru clasa de izolație A, canalele mai mari cu peste 60%.

La transformatoarele uscate, lățimea canalelor verticale și orizontale pentru o circulație liberă a agentului de răcire, se alege în funcție de posibilitatea de evacuare a pierderilor pentru ca temperatura înfășurărilor să nu depășească o anumită limită. În acest sens, în tabelul 3.17, se dau valori orientative ale pierderilor disipate pe unitatea de suprafață a înfășurării pentru diferite lățimi și lungimi ale canalelor de răcire, fără a se depăși anumite limite corespunzătoare claselor de izolație.

Numărul orientativ de pene Z_p utilizat în practica curentă, este dat în tabelul 3.18 în funcție de diametrul exterior D_e al înfășurărilor transformatorului.

TABELUL 3.16

Lățimea canalelor radiale dintre galeți, la înfășurările răcite cu ulei

Puterea kVA	Tensiunea, kV	
	15	30
20—200	 Toate canalele afară de două canale de la capete 6-7 mm.	 Toate canalele 8 mm.
315—500	 Toate canalele afară de 6 canale de la capete 5-6 mm.	 Toate canalele afară de 6 canale de la capete 6 mm.
630—1000	 Toate canalele în afara de 4 canale de la capete 4-5 mm.	 Toate canalele în afara de cele 6 de la capete 6-8 mm.
1600—2000	 Toate canalele afară de opt de la capete 4 mm. sîrmă profilată	Restul canalelor 4-4,5 mm.  Restul canalelor 5-6 mm.  Restul canalelor 5-6 mm.  Sîrmă profilată  Sîrmă profilată

Notă: Pentru tensiuni nominale mai mari, distanțele dintre galeți nu suferă modificări dacă tensiunea pe galeț rămâne în limite normale.

TABELUL 3.17

Legătura între lățimea canalelor și pierderile disipate pe unitatea de suprafață a înfășurărilor, pentru o clasă de izolație dată, la transformatoarele uscate

a) Canale verticale (în lungul bobinelor)

Clasa de izolație	Limita supratemperaturii înfășurărilor °C	Pierderile disipate, în W/m², pentru lățimea canalelor de:		
		7 mm	10 mm	15 mm
A	60	160	300	380
E-B	75-80	230	450	550
F	110	300	600	720
H	125	380	800	950

b) Canale orizontale (radiale)

Clasa de izolație	Limita supratemperaturii înfășurărilor °C	Pierderile disipate, în W/m², pentru lățimea canalelor de:		
		8 mm	12 mm	16 mm
A	60	280	380	450
E-B	75-80	320	420	540
F	100	420	540	720
H	125	580	720	1 000

Notă: Lățimea canalelor este corelată cu lungimea lor dată în tabelul 3.15.

TABELUL 3.18

Numărul orientativ de pene utilizate la transformatoarele de putere, în funcție de putere și de diametrul exterior al înfășurărilor

S_N [kVA]	10—100	100—630	800—1 600	2 000—10 000
D_e [mm]	150—250	250—380	380—500	500—900
Z_p	6	8	8—12	12—16

Pentru realizarea și menținerea rigidității mecanice a bobinelor înfășurărilor de pe o coloană, trebuie ca penele și distanțoarele de la joasa și înalta tensiune să fie așezate pe aceeași direcție radială, cum se arată în figura 3.15 și figura 3.16, care ilustrează folosirea elementelor constructive prezentate mai sus.

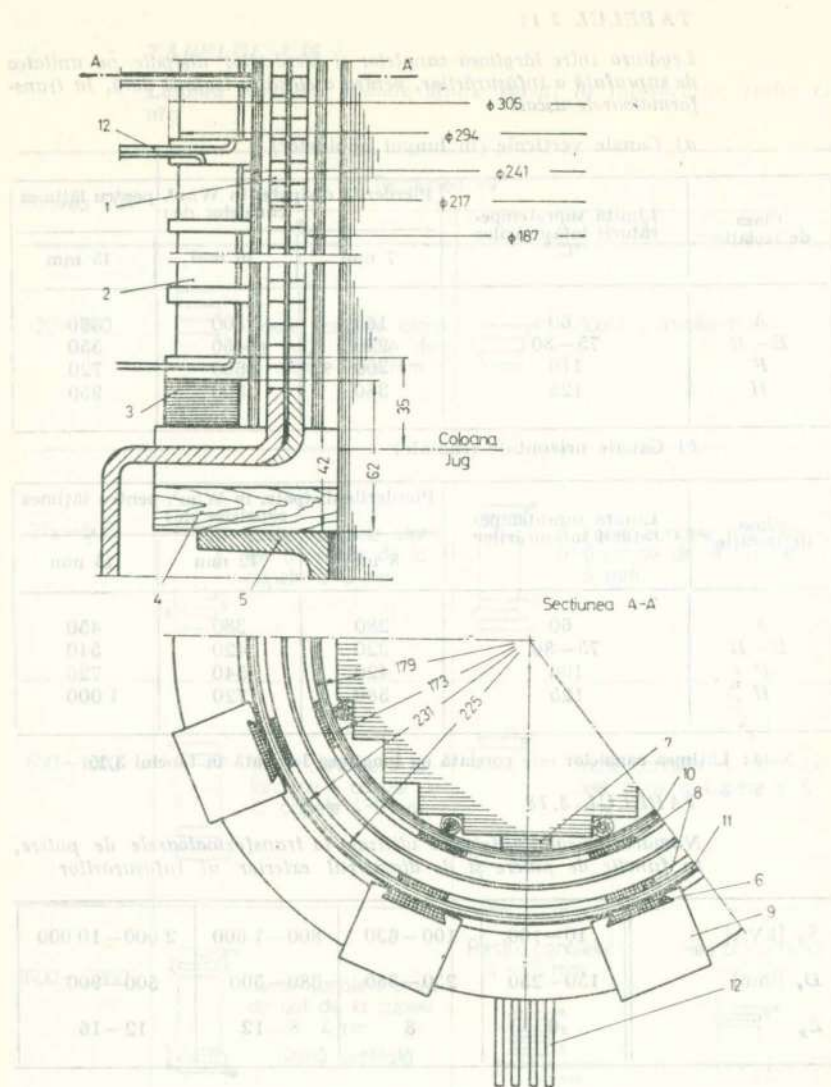


Fig. 3.15. Modul de fixare a bobinelor unui transformator de 200 kVA ;
22,5/0,4 kV :

1, 2 — înfășurările ; 3 — inel izolanț ; 4 — izolație de egalizare ; 5 — grinda de strângere a jugului ; 6, 7, 8 — pene longitudinale ; 9 — distanțoare dintre galeți ; 10, 11 — cilindri izolanți ; 12 — conductoare de legătură.

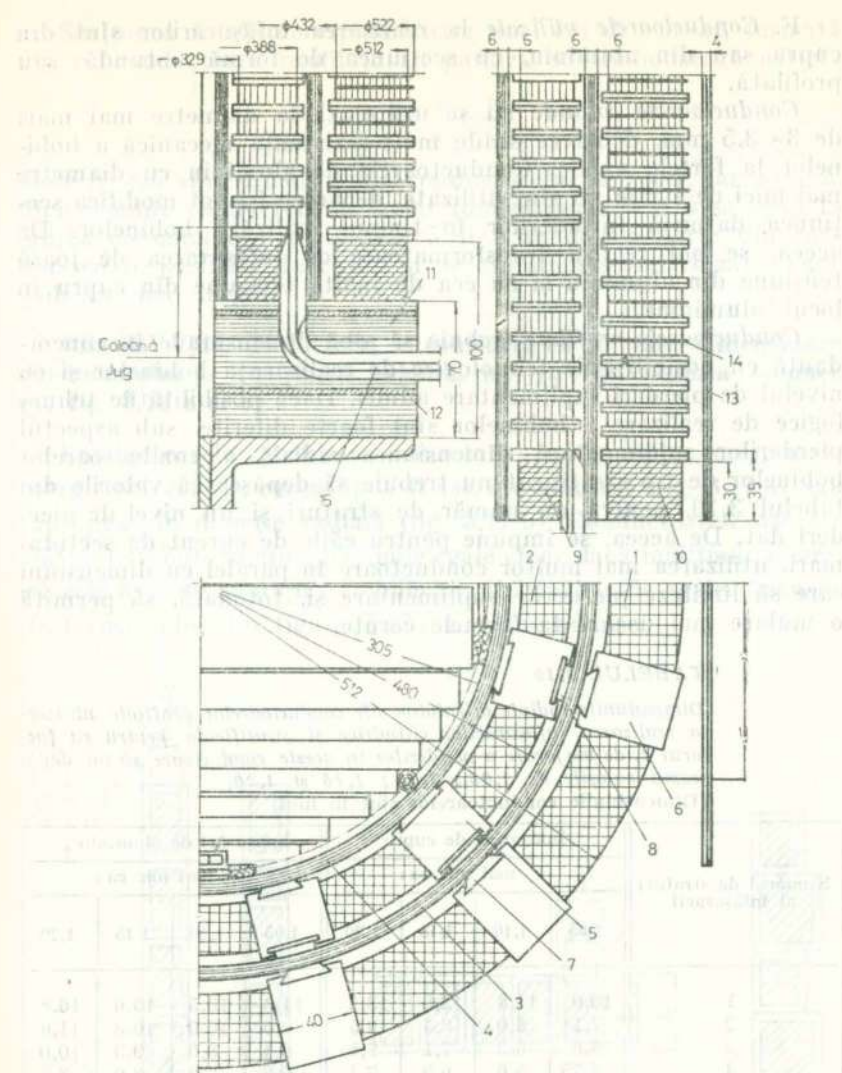


Fig. 3.16. Modul de fixare a bobinelor unui transformator de 2000 kVA ;
30/6,3 kV :

1, 2 — înfășurările ; 3 și 4 — cilindri izolanți ; 5, 6 — distanțoare dintre galeți ; 7, 8 — pene longitudinale ; 9, 10 — discuri izolanțe ale înfășurărilor ; 11 — inel izolanț comun ; 12 — distanțor izolanț de compensare ; 13 — barieră izolanță între faze ; 14 — discuri izolanțe între galeții jumelați ; 15 — conductorul de ieșire de la înfășurarea de joasă tensiune.

F. *Conductoarele utilizate* la realizarea înfășurărilor sînt din cupru sau din aluminiu, cu secțiunea de formă rotundă sau profilată.

Conductoarele rotunde nu se utilizează la diametre mai mari de 3—3,5 mm, deoarece scade mult rezistența mecanică a bobinelor la forțele axiale. Conductoarele de aluminiu cu diametre mai mici de 1 mm nu sînt utilizate, deoarece își pot modifica secțiunea datorită întinderilor în timpul realizării bobinelor. De aceea, se pot realiza transformatoare cu înfășurarea de joasă tensiune din aluminiu și cu cea de înaltă tensiune din cupru în locul aluminiului.

Conductoarele profilate trebuie să aibă dimensiunile în concordanță cu posibilitățile tehnologice de realizare a bobinelor și cu nivelul de pierderi suplimentare admis. Dacă posibilitățile tehnologice de realizare a bobinelor sînt foarte diferite, sub aspectul pierderilor suplimentare dimensiunea radială a conductoarelor bobinelor de tip stratificat nu trebuie să depășească valorile din tabelul 3.19, pentru un număr de straturi și un nivel de pierderi dat. De aceea, se impune pentru căile de curent de secțiuni mari, utilizarea mai multor conductoare în paralel cu dimensiuni care să limiteze pierderile suplimentare și, totodată, să permită o mulare mai ușoară la formele cerute.

TABELUL 3.19

Dimensiunile radiale orientative ale conductoarelor profilate utilizate la realizarea înfășurărilor cilindrice și stratificate pentru ca factorul k_r de majorare a pierderilor în aceste conductoare să nu depășească valorile de 1,05; 1,10; 1,15 și 1,20.
(Dimensiunile conductoarelor sînt în mm)

Numărul de straturi al înfășurării	Înfășurări de cupru				Înfășurări de aluminiu			
	k_r mai mic ca:				k_r mai mic ca:			
	1,05	1,10	1,15	1,20	1,05	1,10	1,15	1,20
1	10,0	11,8	12,5	13,2	11,6	13,5	15,6	16,8
2	7,1	8,0	8,5	9,5	8,6	10,0	10,8	11,6
3	5,6	6,3	7,1	7,5	6,4	8,0	9,3	10,0
4	4,75	5,6	6,3	7,1	5,9	6,9	8,0	8,6
5	4,0	5,0	5,6	6,0	5,1	6,4	6,9	7,4
6	3,75	4,75	5,0	5,6	4,7	5,9	6,4	6,9
7	3,55	4,25	4,75	5,0	4,4	5,5	6,0	6,5
8	3,35	4,0	4,5	4,75	4,1	5,1	5,5	6,0
9	3,15	3,75	4,25	4,5	3,8	4,7	5,1	5,5
10	3,0	3,55	4,0	4,25	3,8	4,4	5,1	5,5

Secțiunea totală corespunzătoare unei căi de curent, formată din n_c conductoare profilate în paralel, se simbolizează astfel:

$$n_c \times \frac{a \times b}{a' \times b'}$$

unde $a \times b$ sînt dimensiunile conductorului neizolat, iar $a' \times b'$ dimensiunile conductorului izolat (dimensiunile a și b se scriu în ordine crescătoare). În anexele 5 și 8 se dau o parte din conductoarele profilate de cupru și de aluminiu standardizate, cu o utilizare mai largă.

OBSERVAȚIE. În lucrare, se consideră că „ b ” este dimensiunea conductorului pe înălțimea bobinei, iar „ a ” pe lățimea bobinei, (v. fig. 3.18 a și b).

Conductoarele profilate, conectate în paralel, corespunzătoare unei căi de curent pot fi așezate alăturat (fig. 3.17 a) sau suprapuse în direcția radială (fig. 3.17 b). Conductoarele așezate alăturat trebuie să aibă grosimile egale chiar dacă înălțimile diferă, iar cele așezate suprapus trebuie să aibă înălțimile egale. Cazurile de forma celor din figura 3.17 c nu sînt admise.

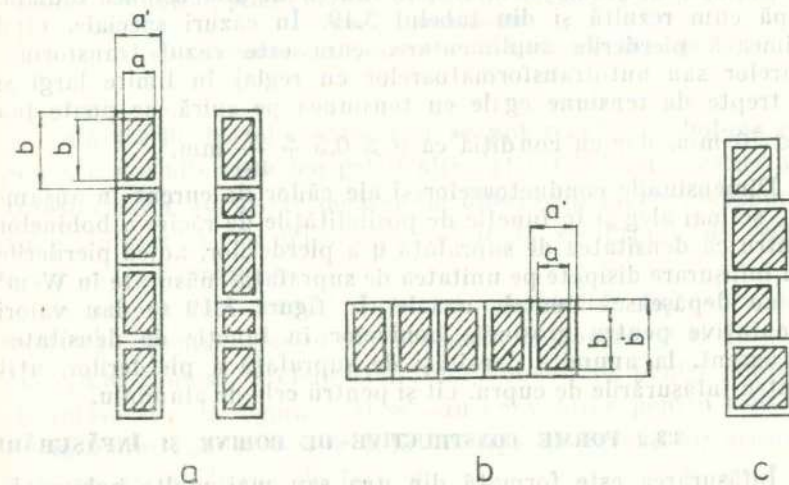


Fig. 3.17. Posibilități de așezare a conductoarelor conectate în paralel: a — așezate alăturat în direcția axială; b — așezate suprapus în direcția radială; c — mod de așezare nepermis.

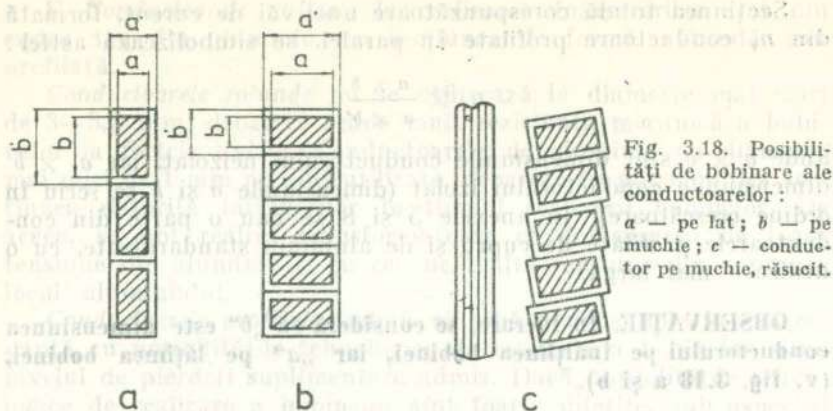


Fig. 3.18. Posibilități de bobinare ale conductoarelor:
a — pe lat; b — pe muchie; c — conductor pe muchie, răsucit.

Conductoarele profilate se pot înfășura pe lat (fig. 3.18 a) sau pe muchie (fig. 3.18 b). În primul caz, dimensiunea mare a conductorului (b , din simbolizare) se dispune în direcția axială, iar în cel de al doilea caz, în direcția radială.

Înfășurarea pe muchie, realizată neatent, poate conduce la curbarea și răsucirea în jurul axei sale a conductorului (fig. 3.18 c). În afară de aceasta, la înfășurarea pe muchie, pierderile suplimentare în înfășurare se măresc în funcție de dimensiunea radială, după cum rezultă și din tabelul 3.19. În cazuri speciale, când primează pierderile suplimentare, cum este cazul transformatoarelor sau autotransformatoarelor cu reglaj în limite largi și în trepte de tensiune egale cu tensiunea pe spirală, se poate lua $b \leq 70$ mm, dar cu condiția ca $a \geq 0,5 + \frac{b}{100}$ mm.

Dimensiunile conductoarelor și ale căilor de curent în ansamblu, se mai aleg și în funcție de posibilitățile de răcire a bobinelor pentru ca densitatea de suprafață q a pierderilor, adică pierderile din înfășurare disipate pe unitatea de suprafață, măsurate în W/m^2 să nu depășească limitele uzuale. În figura 3.19 se dau valori orientative pentru grosimile bobinelor în funcție de densitatea de curent, la anumite densități de suprafață a pierderilor, atât pentru înfășurările de cupru, cât și pentru cele de aluminiu.

3.3.2. FORME CONSTRUCTIVE DE BOBINE ȘI ÎNFĂȘURĂRI

Înfășurarea este formată din una sau mai multe bobine, la care se aplică sau se obține o tensiune de fază sau de linie. La rîndul lor, bobinele sînt formate din una sau mai multe spire izolate între ele.

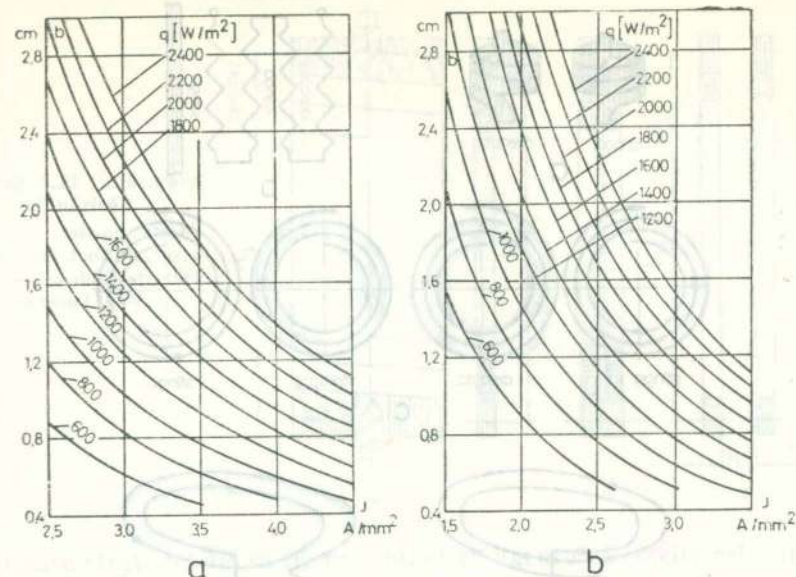


Fig. 3.19. Grosimi orientative ale bobinelor din conductoare profilate, funcție de densitatea de curent, pentru diferite densități de suprafață q ale pierderilor produse în acele bobine:

a — conductoare de cupru; b — conductoare de aluminiu.

Înfășurările transformatoarelor se pot realiza cu bobine concentrice sau alternate (cu galeti alternate). Când înfășurările unui transformator au nivele de izolație diferite, bobinele corespunzătoare înfășurării cu tensiunea mai joasă se dispun, de regulă, către miezul magnetic.

În scopul unei corecte conectări a bobinelor din cadrul unei înfășurări, pentru a se obține schemele de conexiuni și grupa de conexiuni impusă, trebuie stabilitate convențiile pentru sensurile de înfășurare. În figura 3.20 se dau convențiile pentru sensurile de înfășurare ale bobinelor față de capătul (începutul) acestora, care va forma borna de intrare.

Fără a se intra în sistemele de clasificare a înfășurărilor, se vor prezenta principalele tipuri constructive de înfășurări, indicîndu-se și domeniul lor de aplicare.

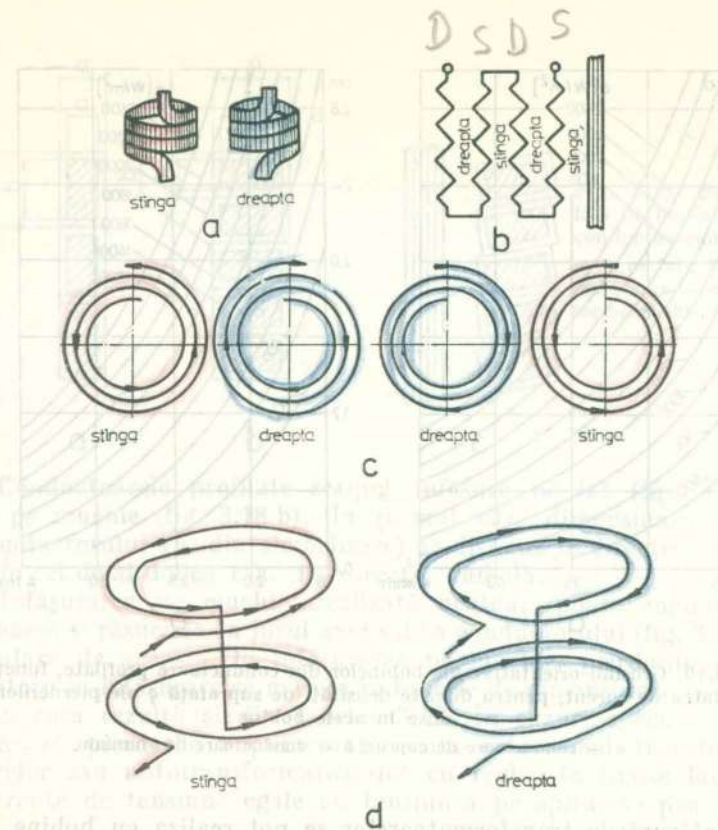


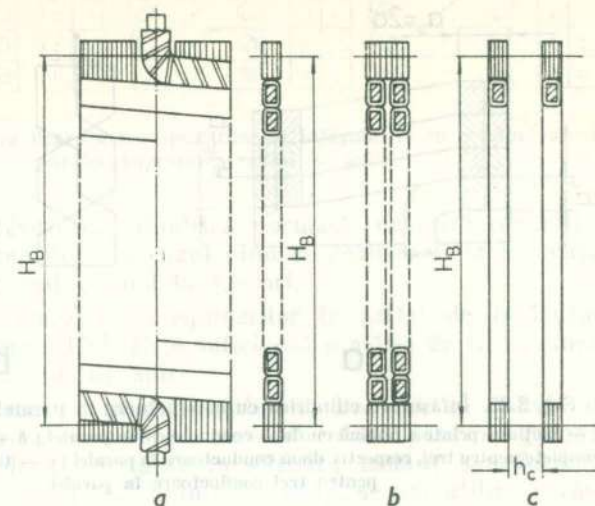
Fig. 3.20. Convenții privind sensurile de bobinare:
 a — înfășurare cilindrică într-un strat; b — înfășurare stratificată;
 c — sensurile la galeți simpli; d — sensul la galeți dubli.

A. Înfășurările cilindrice (fig. 3.21) se utilizează pentru curenți pînă la 800 A și tensiuni sub 1 000 V. Se realizează cu maximum patru conductoare profilate în paralel. Din motivele arătate mai sus, se recomandă înfășurarea pe lat, fără ca latura a să depășească valorile din tabelul 3.19 (dar nici sub 4 mm), iar latura b să nu depășească, în mod normal, 15 mm.

Înfășurările cilindrice cu conductoarele în paralel, ale unei căi de curent, așezate alăturat pe direcția axială a coloanei (fig. 3.22), se pot realiza într-un strat sau două straturi (fig. 3.21) și mai rar în trei sau patru straturi. În vederea asigurării răcirii,

Fig. 3.21. Înfășurare cilindrică:

a — într-un strat;
 b — în două straturi;
 c — în două straturi cu canal între ele.



fiecare strat trebuie să fie în contact cu agentul de răcire cel puțin pe una din părți. Lărgimile minime ale canalelor de răcire se aleg din tabelele 3.16 și 3.17.

Înfășurările cu conductoarele în paralel ale unei căi de curent așezate suprapus radial (cu straturile puse în paralel) trebuie prevăzute cu transpoziții (fig. 3.23). Dacă există m straturi suprapuse, atunci sînt necesare „ $m - 1$ ” transpuneri uniforme distribuite în lungul înfășurării. În unele cazuri practice, schemele transpunerilor complete din figura 3.23 a și b se reduc la schemele

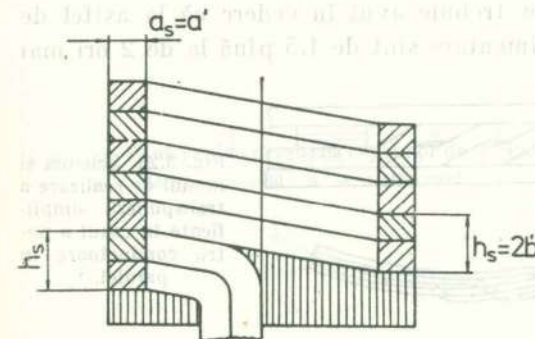


Fig. 3.22. Înfășurare cilindrică cu două conductoare în paralel, suprapuse axial.

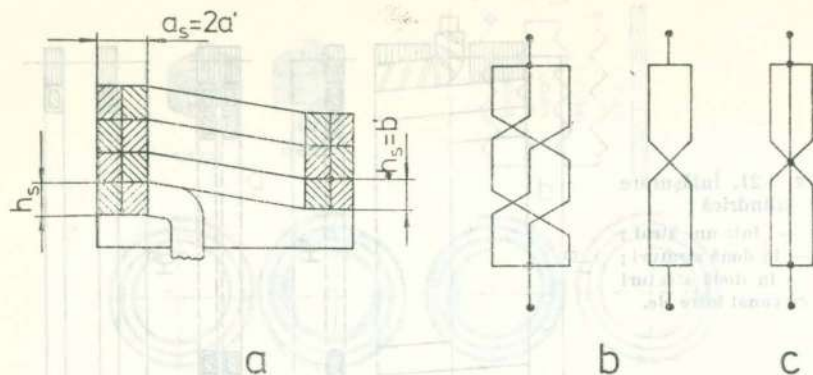


Fig. 3.23. Înfășurare cilindrică cu conductoare în paralel suprapuse radial :
a — secțiune printr-o bobină cu două conductoare în paralel ; b — schema transpozițiilor complete pentru trei, respectiv două conductoare în paralel ; c — transpunerea simplificată pentru trei conductoare în paralel.

transpunerilor simplificate din figura 3.23 c și figura 3.24. În ambele situații pentru fiecare transpoziție, se mărește înălțimea bobinei cu cel puțin o înălțime a spirei.

Dacă se urmărește executarea unei înfășurări cilindrice cu straturile puse în paralel, cu sau fără canal între straturi, acest lucru este posibil numai dacă se realizează o transpunere la mijlocul numărului de spire (fig. 3.25 b și c). În practică se întâlnesc și înfășurări cilindrice cu mănunchiuri, formate din cel mult 16 conductoare în paralel, suprapuse radial și axial, cu sau fără canal axial. Acest tip de înfășurare — numit și înfășurare tip Brusch — are $a \leq 3$ mm, și $b = 12-18$ mm și se utilizează la tensiuni pînă la 35 kV.

La calculul pierderilor trebuie avut în vedere că la astfel de înfășurări pierderile suplimentare sînt de 1,5 pînă la de 2 ori mai

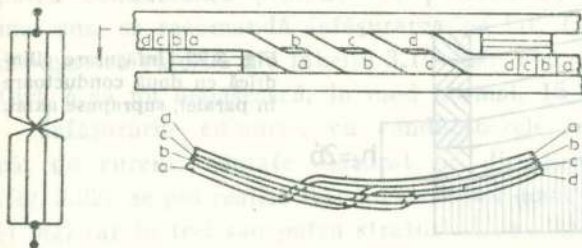


Fig. 3.24. Schema și modul de realizare a transpunerii simplificate în cazul a patru conductoare în paralel.

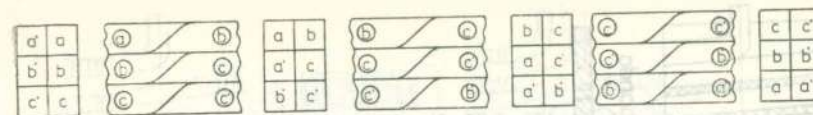


Fig. 3.25. Modul de realizare a transpozițiilor la înfășurările cu conductoare în paralel suprapuse radial și axial.

mari decît la înfășurarea cilindrică normală, datorită repartiției neuniforme a curenților. În cazul cînd se realizează transpoziții, aceste pierderi se reduc pînă la 1,5 ori.

Modul de realizare a transpunerilor la astfel de înfășurări este indicat în figura 3.25. Este suficientă o astfel de transpunere la mijlocul numărului de spire.

Pentru nivelarea părților frontale ale bobinei, la spirele de capăt ale straturilor se prevăd pene circulare pentru egalizare și izolare, pene decupate dintr-un cilindru izolant sau formate din discuri izolante (fig. 3.26). În acest scop, se pot utiliza și rășinile de turnare. Penele de capăt se fixează de spirele marginale ale bobinei cu bandă izolantă.

Înălțimea unei înfășurări cilindrice care are w_s spire pe strat este

$$H_B = (w_s + 1)h_s k_e + n_t h_s \quad [\text{mm}] \quad (3.37)$$

unde ;

h_s , este înălțimea mănunchiului care formează spira (figura 3.22 și figura 3.23) ;

n_t — numărul transpozițiilor (fig. 3.24) ;

$k_e = 1,01-1,02$ factor care ține seama de abaterile efective ale grosimii izolației.

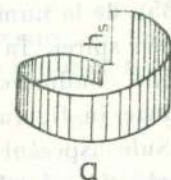
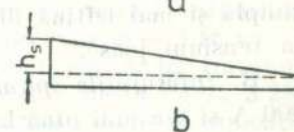


Fig. 3.26. Pană pentru nivelarea capetelor de bobină:
a — forma normală ; b — desfășurată.



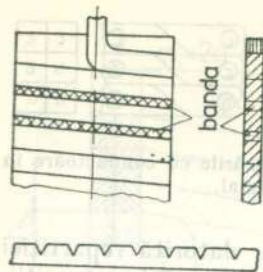


Fig. 3.27. Bandă izolantă și modul în care se așează între spire pentru „întinderea” bobinei.

Dacă la execuția bobinei se constată că această rezervă prevăzută este prea mare, atunci se face „întinderea” bobinei la înălțimea stabilită, prin introducerea de benzi izolante între spire (fig. 3.27). Când bobinele se presează, fie înainte de impregnare fie, cele neimpregnate, la montaj, atunci se ia de regulă $k_s = 1$.

Grosimea înfășurării cilindrice este

$$a_j = n_s a' + n_a a_{ja} + (n_s - n_a - 1) \delta_{iz} \quad (3.37 a)$$

unde :

- n_s , este numărul de straturi de grosime a' ;
- n_a — numărul canalelor axiale de lățime a_{ja} alese din tabelele 3.15 și 3.17;
- δ_{iz} — grosimea izolației dintre straturi de $1 \times 0,2$ mm preșpan pentru tensiuni între straturi sub 150 V și $2 \times 0,2$ mm sau $1 \times 0,5$ mm preșpan pentru tensiuni pînă la 500 V. La transformatoarele uscate în clasa de izolație F și H , se folosește ca izolație între straturi pînza de sticlă de 0,2—0,3 mm.

În prima fază a dimensionării înfășurării, se pleacă de la înălțimea aproximativă a înfășurării care rezultă din relația (3.35), de la numărul de spire corespunzător unei faze și de la secțiunea spirei. În baza acestor date globale, se determină dimensiunile conductoarelor pentru una din formele de bobine reprezentate în figura 3.22 sau figura 3.23, cu cerințele specifice lor.

Sub aspectul realizării, înfășurarea cilindrică este cea mai simplă și mai ieftină dintre toate tipurile de înfășurări utilizate la tensiuni joase.

B. *Înfășurările spiralate* sînt specifice curenților mari, peste 200 A și tensiuni pînă la 35 kV.

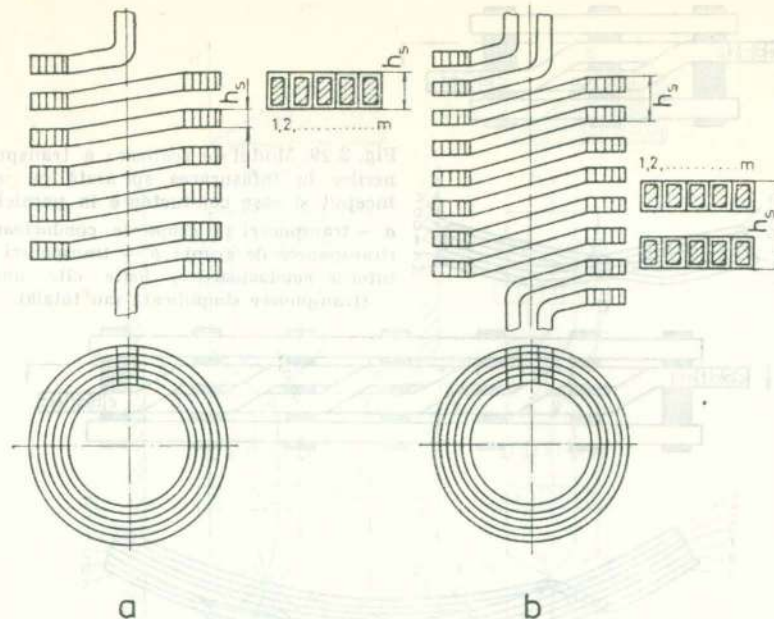


Fig. 3.28. Înfășurări spiralate :
a — cu un început ; b — cu două începuturi.

Înfășurările spiralate se realizează cu unul sau mai multe începuturi, fiecare început (mănunchi) avînd m conductoare profilate suprapuse radial (fig. 3.28) iar $m \in [1; 12]$. Dimensiunile conductoarelor în mm, sînt cuprinse în domeniile $a \in [2; 4]$, $b \in [8; 12, \dots, 16]$, iar secțiunile conductoarelor nu trebuie să depășească 40—60 mm².

Între spire, sau între mănunchiurile care alcătuiesc spira, sînt prevăzute canale radiale h_c ; la transformatoarele cu puteri peste 800 kVA, pentru diminuarea forțelor axiale, se măresc aceste canale, în dreptul galeților de reglaj putînd ajunge pînă la 15—20 mm.

Conductoarele elementare fiind suprapuse radial, pentru uniformizarea lungimilor și pentru a ocupa fiecare conductor, succesiv, aceeași poziție în cîmpul de dispersie, sînt necesare transpoziții. La înfășurările cu un început, teoretic sînt necesare $m - 1$ transpuneri uniforme repartizate. Deoarece în locurile în care se fac transpozițiile sînt necesare canale mai mari, cum se vede în figura 3.29, în practică se utilizează un sistem simplificat, cu transpoziții

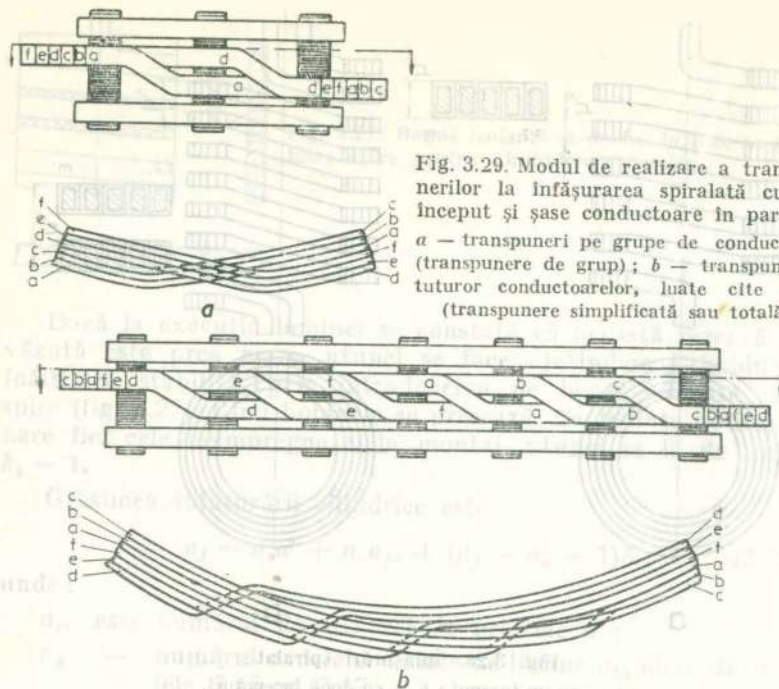


Fig. 3.29. Modul de realizare a transpu-
nerilor la înfășurarea spiralată cu un
început și șase conductoare în paralel:
a — transpuneri pe grupe de conductoare
(transpunere de grup); b — transpuneri a
tuturor conductoarelor, luate câte unul
(transpunere simplificată sau totală).

numai în trei locuri (fig. 3.30). În două locuri, la $1/4$ și la $3/4$ din numărul total de spire se fac transpoziții de grup, iar la mijloc, o transpunere a tuturor conductoarelor, luate câte unul. Schema transpu-
nerilor este corect realizată dacă suma pozițiilor pe care le ocupă un conductor este aceeași pentru toate conductoarele din cadrul mănunchiului. Astfel, pentru conductoarele din figura 3.30 a, suma este 14 (conductorul a: $1 + 4 + 3 + 6 = 14$), iar cele din figura 3.30 b, este 12 (conductorul a: $1 + 4 + 2 + 5 = 12$). Aceeași sumă se găsește, în ambele cazuri și pentru celelalte conductoare: b, c, d etc.

Înălțimea înfășurării spiralate cu un început este:

$$H_B = b'(w_j + 1 + n_t) + k_t h_c(w_j + n_t) \quad [\text{mm}] \quad (3.38)$$

unde, în afara notațiilor cunoscute:

n_t este numărul locurilor transpozițiilor;

$k_t = 0,94 - 0,96$, este factorul de tasare.

În cazul din figura 3.30, $n_t = 3$ și relația (3.38) devine:

$$H_B = b'(w_j + 4) + k_t h_c(w_j + 3) \quad [\text{mm}]. \quad (3.39)$$

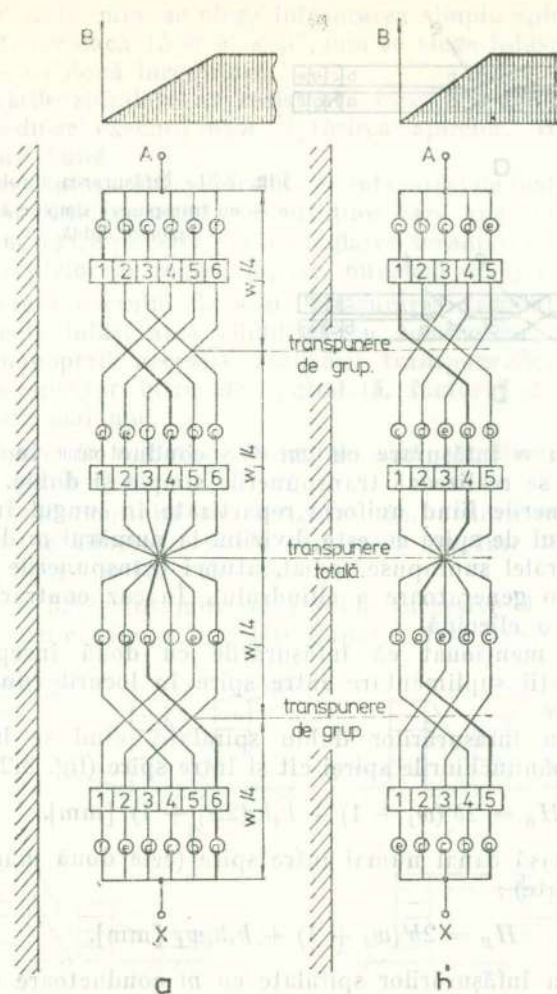
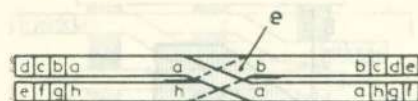


Fig. 3.30. Schema pentru transpuneri simplificate la înfășurările
spiralate cu un început:

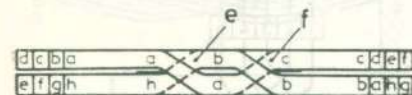
a — cu număr par de conductoare; b — cu număr impar de conductoare.

La înfășurările cu două începuturi, teoretic sînt necesare $2m - 1$ transpoziții uniform repartizate în lungul înfășurării. Numărul transpozițiilor se poate reduce la $m - 1$ dacă se fac transpu-
nerile duble. În figura 3.31 se arată poziția conductoarelor



a

Fig. 3.31. Înfășurarea dublu spiralată :
a — cu transpunere simplă ; b — cu transpunere dublă.



b

transpuse la o înfășurare cu $2m = 8$ conductoare în paralel și modul cum se realizează transpunerile simple și duble.

Transpunerile fiind uniform repartizate în lungul înfășurării, dacă numărul de spire w_j este divizibil la numărul m de conductoare în paralel suprapuse radial, atunci transpunerile se găsesc plasate pe o generatoare a cilindrului. În caz contrar, ele sînt plasate pe o elicoidă.

Trebuie menționat că înfășurările cu două începuturi nu necesită spații suplimentare între spire în locurile unde se fac transpunerile.

Înălțimea înfășurărilor dublu spiralate, cînd se lasă canal atît între mănunchiurile spirei cît și între spire (fig. 3.28 b) este :

$$H_B = 2b'(w_j + 1) + k_t h_c (2w_j + 1) \text{ [mm]}, \quad (3.40)$$

ar cînd se lasă canal numai între spire (cele două mănunchiuri fiind alăturate) :

$$H_B = 2b'(w_j + 1) + k_t h_c w_j \text{ [mm]}. \quad (3.40 a)$$

Grosimea înfășurărilor spiralate cu m conductoare suprapuse radial este :

$$a_j = ma' \text{ [mm]}. \quad (3.41)$$

În prima fază a dimensionării înfășurării, numărul de începuturi al înfășurării se estimează în funcție de b' rezultat din relația (3.39) în care se ia $k_t = 1$ și H_B dat de relația (3.35) :

$$b' = \frac{H_B}{w_j + 4} - h_c \text{ [mm]}. \quad (3.42)$$

Dacă $b' \leq 15$ mm, se alege înfășurarea simplu spiralată — cu un început, iar dacă $15 < b' \leq 35$ mm se alege înfășurare dublu spiralată — cu două începuturi.

Înfășurările spiralate au rezistență mecanică bună, la puteri mari putîndu-se executa ușor și răirea spirelor. Răcirea este de asemenea bună.

Utilizarea înfășurărilor spiralate ca înfășurări de înaltă tensiune, nu este potrivită, datorită dificultăților care apar la efectuarea lipiturilor necesare prizelor pentru reglarea tensiunii și la stabilirea valorilor treptelor de reglaj impuse, numărul de spire fiind mic.

În privința prețului de cost, înfășurarea spiralată este mai scumpă decît înfășurarea cilindrică cu conductoare în paralel, datorită manoperii necesare realizării transpunerilor și pentru distanțarea spirelor între ele. Totodată, factorul de umplere a ferestrei este mai mic.

C. Înfășurările continue, în galeți sînt specifice tensiunilor ridicate, peste 3 kV.

Înfășurările continue se realizează din conductoare la care dimensiunile conductoarelor, în mm, sînt cuprinse în domeniile $a \in [1, 2; 3]$ și $b \in [12; 15-18]$.

În figura 3.32 sînt indicate stadiile succesive de realizare a unei înfășurări continue, în galeți. Capătul A se fixează de cadrul

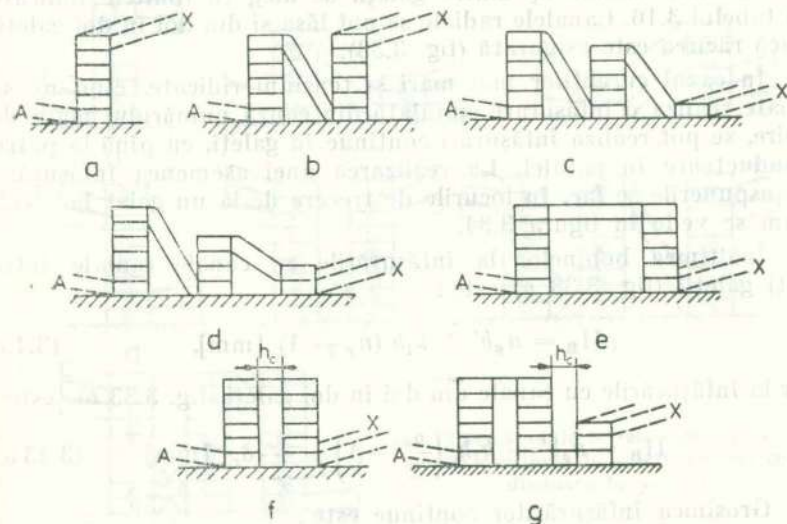


Fig. 3.32. Stadiile succesive la realizarea unei înfășurări continue, în galeți.

pe care se realizează bobina, iar capătul X vine de la tamburul pe care este înfășurat conductorul. Se bobinează, de exemplu, șase spire suprapuse (poziția a) care constituie un *galeț normal*, apoi, în mod analog, încă șase spire alăturat (poziția b). Se oprește mașina de bobinat și se fixează capătul X (poziția c), apoi se mută spirele una după alta cum se arată la poziția d din figura 3.32, până se ajunge la situația e. Se trage bobina lângă cealaltă, la distanța impusă de distanțier (situația f) realizându-se astfel *galețul răsturnat*, apoi se continuă bobinarea cu spirele următoare realizând un nou *galeț normal*, după care se repetă operațiunile descrise mai înainte pentru realizarea celui de-al doilea *galeț răsturnat* ș.a.m.d.

Înfășurarea astfel obținută cuprinde bobine în formă de disc, numite *galeți*, care au trecerile consecutiv în interior, respectiv în exterior, fără a se tăia conductorul și eliminându-se lipiturile.

Galeții înfășurărilor continue se pot realiza cu număr întreg sau fracționar de spire, număr care poate diferi la galeții aceleiași înfășurări, cu condiția ca diametrul exterior al galeților să fie practic același. Astfel, galeții de intrare de la înfășurările cu tensiuni nominale peste 15 kV, galeți care conțin 3–10% din numărul de spire, se execută cu izolație întărită și, pentru a păstra același diametru cu galeții mijlocii, vor trebui să aibă un număr de spire mai mic.

Canalele radiale h_c dintre galeți, se aleg în limitele indicate în tabelul 3.16. Canalele radiale se pot lăsa și din doi în doi galeți, dacă răcirea este asigurată (fig. 3.33).

În cazul curenților mai mari și tensiuni ridicate, cînd nu se poate realiza o înfășurare spiralată din cauza numărului mare de spire, se pot realiza înfășurări continue în galeți, cu pină la patru conductoare în paralel. La realizarea unei asemenea înfășurări, transpuerile se fac, în locurile de trecere de la un galeț la altul, cum se vede în figura 3.34.

Înălțimea bobinelor la înfășurările cu canale radiale între toți galeții (fig. 3.33 a) este :

$$H_B = n_g b' + k_t h_c (n_g - 1) \text{ [mm]}, \quad (3.43)$$

iar la înfășurările cu canale din doi în doi galeți (fig. 3.33 b) este :

$$H_B = n_g b' + k_t h_c \left(\frac{n_g}{2} - 1 \right) + \frac{n_g}{2} \delta_r \text{ [mm]}. \quad (3.43 a)$$

Grosimea înfășurărilor continue este :

$$a_i = n_g n_p a' \text{ [mm]} \quad (3.44)$$

Fig. 3.33. Scheme de principiu pentru așezarea galeților la înfășurările continue :

a — cu canal după fiecare galeț ; b — cu canal după doi galeți separați prin rondele de prespan.

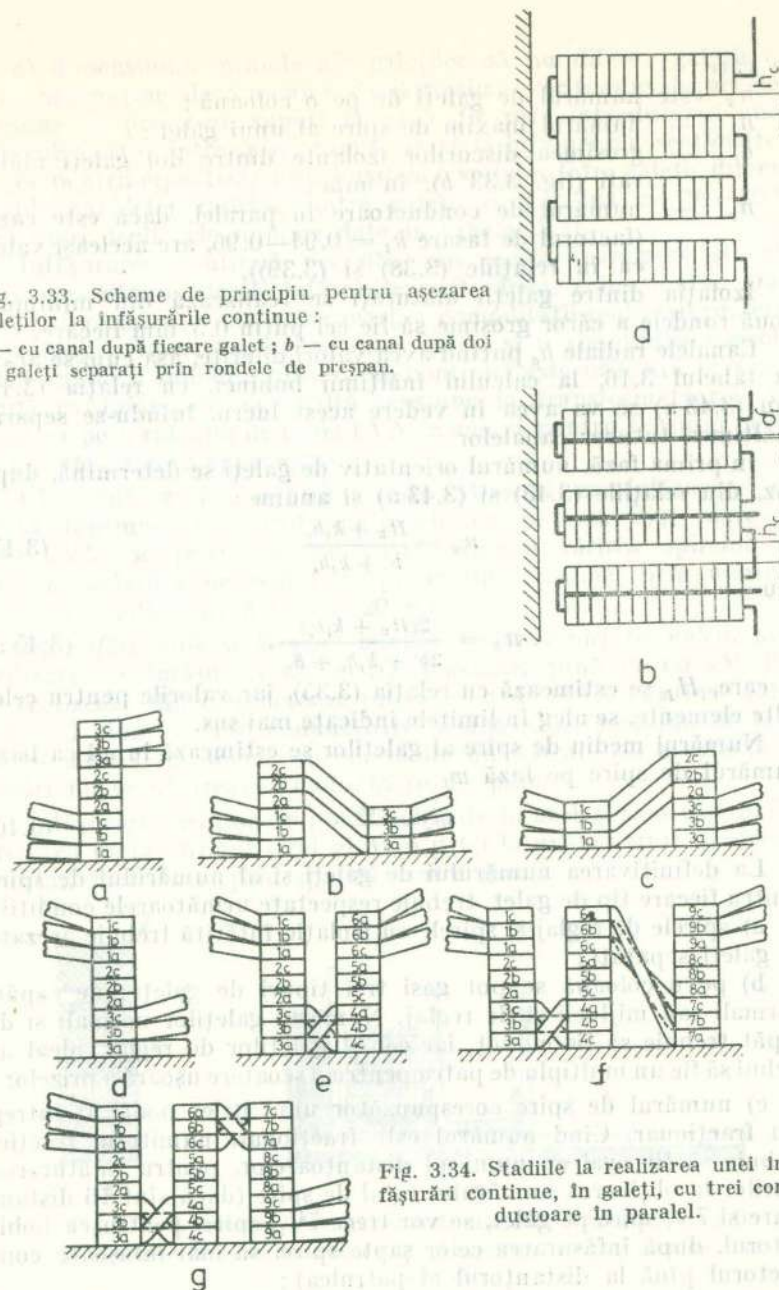


Fig. 3.34. Stadiile la realizarea unei înfășurări continue, în galeți, cu trei conductoare în paralel.

în care :

- n_g — este numărul de galeți de pe o coloană ;
- n_s — numărul maxim de spire al unui galet ;
- δ_r — grosimea discurilor izolante dintre doi galeți alăturați (fig. 3.33 b), în mm ;
- n_p — numărul de conductoare în paralel, dacă este cazul (factorul de tasare $k_t = 0,94-0,96$, are aceleași valori ca în relațiile (3.38) și (3.39)).

Izolația dintre galeții alăturați se realizează din minimum două runde a căror grosime să fie cel puțin 0,5 mm fiecare.

Canalele radiale h_c putînd avea valori diferite, așa cum se arată în tabelul 3.16, la calculul înălțimii bobinei, cu relația (3.43) sau (3.43 a) se va avea în vedere acest lucru, luîndu-se separat înălțimea tuturor canalelor.

În prima fază, numărul orientativ de galeți se determină, după caz, din relațiile (3.43) și (3.43 a) și anume :

$$n_g = \frac{H_B + k_t h_c}{b' + k_t h_c} \quad (3.45)$$

sau

$$n_g = \frac{2(H_B + k_t h_c)}{2b' + k_t h_c + \delta_r}, \quad (3.45 a)$$

în care, H_B se estimează cu relația (3.35), iar valorile pentru celelalte elemente, se aleg în limitele indicate mai sus.

Numărul mediu de spire al galeților se estimează luînd ca bază numărul de spire pe fază w_i

$$w_g = \frac{w_i}{n_g} \quad (3.46)$$

La definitivarea numărului de galeți și al numărului de spire pentru fiecare tip de galet, trebuie respectate următoarele condiții :

a) spirele de reglaj și spirele cu izolație întărită trebuie așezate în galeți separați ;

b) pe o coloană se pot găsi trei tipuri de galeți : de capăt, normali sau mijlocii și de reglaj. Numărul galeților normali și de capăt trebuie să fie cu soț, iar cel al galeților de reglaj, ideal ar trebui să fie un multiplu de patru pentru o scoatere ușoară a prizelor ;

c) numărul de spire corespunzător unui galet poate fi întreg sau fracționar. Cînd numărul este fracționar, numitorul fracției trebuie să fie egal cu numărul distanțoarelor, pentru înlăturarea erorilor la obținerea numărului total de spire (dacă sînt 16 distanțoare și $7\frac{1}{4}$ spire pe galet, se vor trece $7\frac{4}{16}$ spire, pentru ca bobinatorul, după înfășurarea celor șapte spire, să mai înfășoare conductorul pînă la distanțorul al patrulea) ;

d) dimensiunile radiale ale galeților să nu difere ; galeții cu spire mai puține, dacă nu au aceeași grosime, vor fi aduși la aceeași grosime fie printr-un suport la bază, fie prin introducerea unor benzi de carton între spire, cum se arată la înfășurările secționale ;

e) pentru repartizarea mai ușoară a spirelor între galeți, dimensiunile canalelor radiale dintre galeți, se pot lua cu 10—30 % mai mari decît cele minime date în tabelul 3.16.

Înfășurarea continuă necesită mai multă manoperă și este mai costisitoare decît înfășurarea cilindrică echivalentă. Dar, datorită rezistenței mecanice mari, a comodității realizării prizelor de reglaj, a lipsei lipiturilor între galeți și a simplității consolidării axiale și radiale, înfășurarea continuă este utilizată pe scară largă ca înfășurare de înaltă tensiune la transformatoarele cu puterea pe o coloană de la 60 kVA în sus și pentru tensiuni peste 3 kV, fără limită superioară.

Cînd înfășurarea continuă este utilizată ca înfășurare de joasă tensiune, la transformatoarele cu puterea mai mare de 800 kVA, se poate realiza foarte simplu răirirea spirelor în dreptul galeților de reglaj de pe înalta tensiune, prin mărirea canalelor radiale pînă la 15—20 mm.

D. *Înfășurările secționale*, numite și *înfășurări în galeți*, sînt utilizate ca înfășurări de înaltă tensiune, pînă la 60 kV. Ele se realizează din conductoare rotunde cu diametre cuprinse între 0,5 și 3 mm, sau din conductoare profilate, cu secțiuni, de la 8 la 16 mm² și de formă apropiată de un pătrat. La aceste înfășurări nu se utilizează conductoare în paralel.

Înfășurările secționale pot fi bobinate în același sens (fig. 3.35), trecerea de la ultimul strat al unui galet la primul strat al următorului, făcîndu-se prin spațiul dintre galeți.

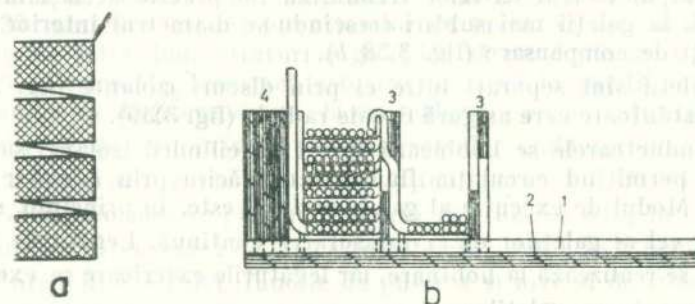


Fig. 3.35. Înfășurare în galeți bobinați în același sens (galeți simpli) :
a — schema de legare a galeților ; b — trecerea (la execuție), de la un galet la altul.

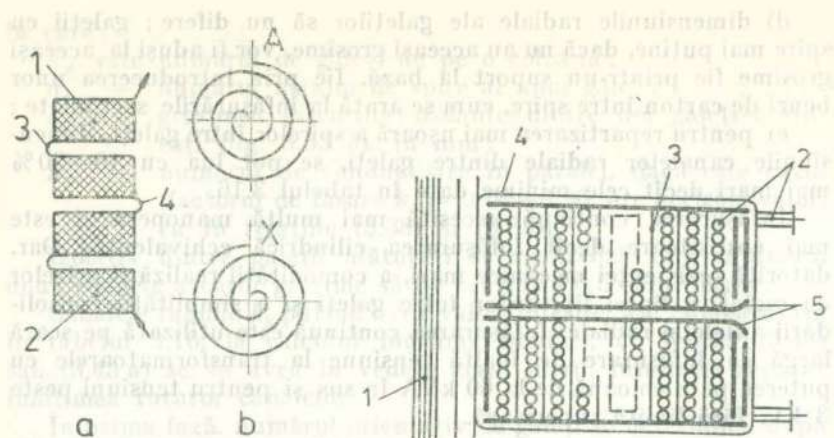


Fig. 3.36. Scheme de legare a galeților dubli (jumelați) (a) și sensul lor de bobinare (b): 1, 2 — galeți jumelați; 3 — legătura interioară; 4 — legătura exterioară.

Pentru simplificarea legăturilor între galeți și asigurarea unei izolații mai bune, se execută galeți dubli denumiți și galeți jumelați, adică perechi de câte doi galeți alăturați, din care unul este înfășurat la dreapta iar altul la stînga (fig. 3.36 și fig. 3.37). Cei doi galeți, unitari, care formează galețul dublu, pot diferi prin numărul de spire, prin izolația spirelor, izolația dintre straturi și, în unele cazuri, chiar prin secțiunea conductoarelor. Cu toate acestea, diametrul exterior trebuie să fie practic același la toți galeții, la galeții mai subțiri crescîndu-se diametrul interior prin suporti de compensare (fig. 3.38 b).

Galeții sînt separați între ei prin discuri izolante (fig. 3.38) sau distanțoare care asigură canale radiale (fig. 3.39).

Conductoarele se bobinează direct pe cilindrii izolanti sau pe pene, permițînd circulația fluidului de răcire prin canalele formate. Modul de execuție al galeților dubli este, în principiu, similar cu cel al galeților de la înfășurarea continuă. Legăturile interioare se realizează la bobinare, iar legăturile exterioare se execută după montarea galeților.

Numărul de galeți în care trebuie divizată înfășurarea se determină, ținînd seama de solicitările termice, de tensiunea nomi-

Fig. 3.37. Secțiune prin doi galeți jumelați: 1 — cilindru izolat; 2 — conductor; 3 — izolație între straturi; 4 — izolația galețului; 5 — izolația între galeții jumelați.

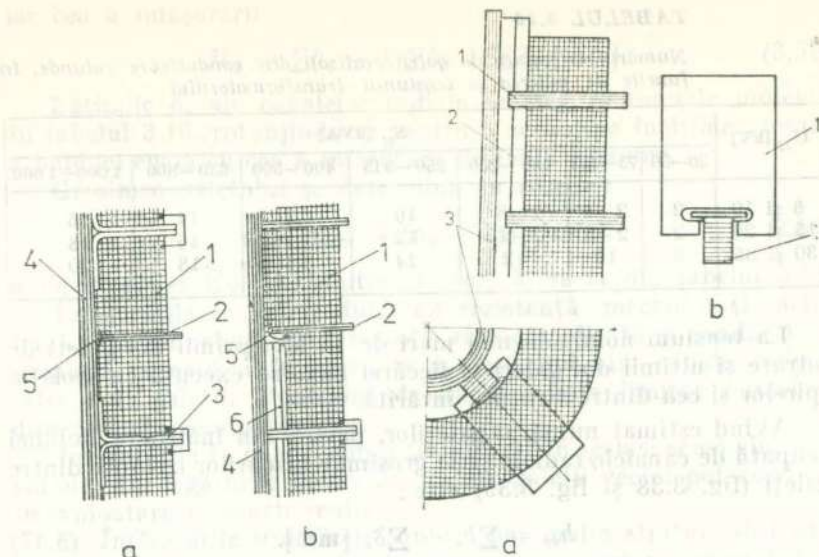
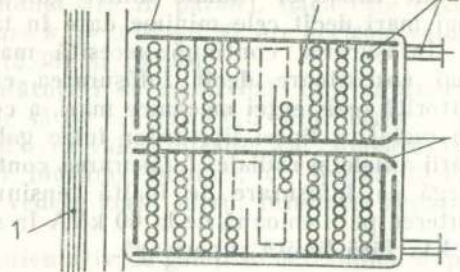
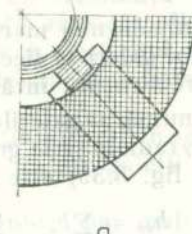


Fig. 3.38. Înfășurare secționată (în galeți) bobinată pe cilindru izolat: a — cu galeți de aceeași dimensiune radială; b — cu galeți de dimensiuni radiale diferite; 1 — bobina; 2 — disc izolat; 3 — disc izolat răsfrit; 4 — cilindru izolat; 5 — legătură interioară; 6 — suport de compensare.

nală care revine unui galeț și de rezistența mecanică la forțele axiale. Astfel, pentru asigurarea răcirii la o grosime radială a galețului de 30—35 mm, înălțimea lui nu trebuie să depășească 30—35 mm. Sub aspectul tensiunilor de lucru, se recomandă ca tensiunea între două straturi a galeților să nu depășească 200—400 V. Rezistența mecanică este foarte bună la galeții realizați cu conductor dreptunghiular; la cei realizați cu conductor rotund, aceasta scade pe măsură ce diametrul conductorului depășește 2 mm și se impune limitarea înălțimii galețului la 30—40 mm.

Valori informative privind numărul galeților se dau, în funcție de puterea și tensiunea de fază a transformatorului, în tabelul 3.20. Distanțele dintre galeți funcție de puterea și nivelul de izolație al înfășurărilor se dau în tabelul 3.16, iar izolația între straturile galeților, în tabelul 3.13.

Fig. 3.39. Așezarea distanțoarelor la înfășurările secționate: a — secțiune longitudinală și transversală; b — modul de prindere a distanțoarelor cu penele respective; 1 — distanțor; 2 — pană; 3 — cilindru izolat.



TABELUL 3.20

Numărul orientativ de galeți realizați din conductoare rotunde, în funcție de puterea și tensiunea transformatorului

U_{jN} [kV]	S_N [kVA]						
	20—50	75—125	160—200	250—315	400—500	630—800	1 000—1 600
6 și 10	2	2—6	2—8	10	12	14	16
15 și 20	2	2—8	2—10	12	14	16	18
30 și 35	8	10	12	14	16	18	20

La tensiuni nominale mai mari de 15 kV, primii doi galeți de intrare și ultimii doi galeți ai fiecărei faze, se execută cu izolația spirelor și cea dintre straturi, întărită.

Având estimat numărul galeților, partea din înălțimea bobinei ocupată de canalele radiale și de grosimile discurilor izolante dintre galeți (fig. 3.38 și fig. 3.39) este :

$$h_{iz} = \sum h_c + \sum \delta_r \text{ [mm]}. \quad (3.47)$$

Lățimea canalelor h_c dintre galeți se precizează în concordanță cu valorile date în tabelul 3.16, iar grosimile δ_r ale discurilor sau rondelurilor izolante se iau de 1—2 mm ($2 \times 0,5 + 4 \times 0,5$ mm).

Înălțimea orientativă a tuturor galeților, în baza relației (3.47) este :

$$\sum h'_g = H_B - h_{iz} \text{ [mm]}. \quad (3.48)$$

iar înălțimea medie a unui galeț,

$$h_g = \frac{\sum h'_g}{n_g} \text{ [mm]}. \quad (3.49)$$

În acest caz, având w_i spire pe fază, numărul orientativ de spire al unui galeț este dat de relația (3.46) :

$$w_g = \frac{w_i}{n_g}.$$

Având înălțimea galețului, și diametrul izolat d' (sau înălțimea b') a conductorului, se poate estima numărul de straturi n_s , cu ajutorul cărora se definește repartitia spirelor pe galeți, fără a se realiza mai mult de patru tipuri de galeți. Înălțimea definitivă a galețului va fi deci :

$$h_g = (w_s + 1)d' \text{ [mm]}. \quad (3.50)$$

iar cea a înfășurării

$$H_B = \sum h_g + k_t \sum h_c + \sum \delta_r \text{ [mm]}. \quad (3.51)$$

Lățimile h_c ale canalelor radiale se aleg în limitele indicate în tabelul 3.16, rotunjindu-se pentru a se obține înălțimea totală a bobinei egală cu cea a înfășurării de joasă tensiune.

Grosimea galețului se determină cu relația :

$$a_g = n_s d' + (n_s - 1) \delta_s \text{ [mm]}. \quad (3.52)$$

unde grosimea izolației dintre straturi δ_s se ia din tabelul 3.13.

Înfășurările în galeți dubli au rezistență mecanică și răcire bună, dar tehnologia de fabricație este complicată și conduce la o umplere proastă a ferestrei, mai ales cînd sînt canale radiale între toți galeții. Domeniul de aplicare este limitat numai de dimensiunile conductoarelor.

Înfășurările în galeți simpli (înfășurați în același sens) sînt mai simple, dar legăturile de trecere dintre galeții vecini pot conduce în exploatare la scurtcircuite.

E. Înfășurările stratificate sau în mai multe straturi sînt utilizate la transformatoarele de putere cu tensiuni peste 1 kV. Ele se realizează din conductoare rotunde, cu diametrul pînă la 3—3,5 mm, sau din conductoare profilate cu secțiuni pînă la 30 mm² (fig. 3.40).

Înfășurările stratificate se pot realiza și cu două pînă la patru conductoare în paralel, așezate alăturat în direcția axială, dar straturile sînt conectate numai în serie.

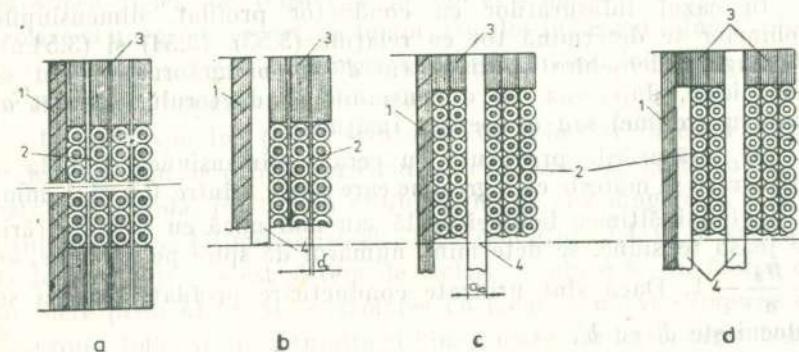


Fig. 3.40. Înfășurări stratificate :

a — bobinată direct pe cilindru ; b — bobinată pe pene și canal axial ; c — bobinată pe cilindru și cu canal interior de răcire ; d — bobinată pe pene și cu canal interior de răcire ; 1 — cilindru izolat ; 2 — izolația între straturi ; 3 — piese de egalizare ; 4 — canal axial.

Între straturile înfășurării se adaugă foi de materiale corespunzătoare claselor de izolație, avîndu-se în vedere tensiunea dintre straturi dată de relația (3.36). În funcție de această tensiune, se stabilește atît grosimea izolației dintre spire, cît și lungimea cu care izolația trebuie să depășească bobina pentru înlăturarea curenților (tabelul 3.12). La transformatoarele uscate se utilizează ca izolație între straturi, pînză de sticlă de 0,2—0,3 mm.

Pentru îmbunătățirea condițiilor de răcire, se folosesc canale axiale care divizează înfășurarea în două părți, partea interioară avînd în jurul a 1/3 pînă la 2/5 din numărul total de straturi. Lățimea canalelor pentru o răcire bună este indicată în tabelele 3.15 și 3.17, iar valori orientative pentru grosimea bobinelor se dau în figura 3.19.

Înălțimea înfășurării stratificate este:

$$H_B = d'(w_s + 1) \text{ [mm]}, \quad (3.53)$$

iar grosimea, pentru cazul din figura 3.40 *a* și *b* este:

$$a_i = n_s d' + (n_s - 1) \delta_{iz} \text{ [mm]} \quad (3.54)$$

și pentru cazul din figura 3.40 *c* și *d* este:

$$a_i = n_s d' + a_{ia} + (n_s - 2) \delta_s \text{ [mm]}, \quad (3.54 a)$$

în care, în afara notațiilor cunoscute:

n_s este numărul de straturi;

δ_s — grosimea izolației dintre straturile de conductoare, în mm, care se alege din tabelul 3.12.

În cazul înfășurărilor cu conductor profilat, dimensiunile bobinelor se determină tot cu relațiile (3.53), (3.54) și (3.54 a), cu singura deosebire că diametrul d' al conductorului izolat se înlocuiește, după caz, cu dimensiunile conductorului profilat a' (pentru grosime) sau b' (pentru înălțime).

La înfășurările prevăzute cu ecran, dimensiunea radială a înfășurării se mărește cu o grosime care poate fi între 0,5 și 1 mm.

Luînd înălțimea bobinei egală sau mai mică cu a înfășurării de joasă tensiune, se determină numărul de spire pe strat $w_s = \frac{H_B}{d'} - 1$. Dacă sînt utilizate conductoare profilate, atunci se înlocuiește d' cu b' .

Numărul de straturi $n_s \approx \frac{w_i}{w_s}$, se rotunjește prin adaus la un număr întreg; se determină din nou $w_s = \frac{w_i}{n_s}$ și apoi $H_{Bi} =$

$= (w_s + 1)d'$. Se admit și situații cînd pe ultimul sau ultimele 2—3 straturi numărul de spire este mai mic, dar spirele vor fi așezate simetric față de mijlocul bobinei.

Înfășurările stratificate sînt utilizate curenți atît la transformatoarele de mică putere cu spire multe și de secțiune mică, cît și la înfășurările de înaltă tensiune ale transformatoarelor mari, limitarea fiind impusă de rezistența mecanică la forțele axiale de scurtcircuit.

Înfășurările stratificate realizate cu conductor rotund se limitează la transformatoarele cu puteri pe o coloană pînă la 200 kVA. La puteri mai mari, se utilizează conductoare profilate.

Înfășurările stratificate se comportă bine la impulsurile de tensiune, avînd o repartitie inițială a gradientului de potențial destul de bună [3], [5], [14].

Înfășurarea stratificată este simplă și implică o manoperă mai redusă în raport cu celelalte tipuri de înfășurări.

F. *Înfășurările din folie* sînt utilizate la transformatoare cu puteri pînă la 2 500 kVA și tensiuni pînă la 10—15 kV. Se utilizează în special folia de aluminiu, cu grosimi de la 0,025 mm la 2 mm (STAS 5681-74).

Înfășurările din folie se pot realiza monobloc, lățimea foliei fiind egală cu înălțimea totală a înfășurării sau din galeți cu înălțime egală cu lățimea foliei.

Divizarea înfășurării în galeți este impusă de curentul, respectiv grosimea foliei, de tensiunea pe spirală, respectiv de modul de izolare și uneori de repartitia temperaturilor în lungul înfășurărilor, datorită repartiției neuniforme a curentului pe înălțimea foliei, produsă de cîmpurile de dispersie.

Izolarea spirelor (între straturile de folie) se face cu hirtie (telefonică sau de cablu), cu lacuri sau cu oxizi. Izolarea cu hirtie este mai simplă, înlăturînd posibilitățile de străpungere la capete prin depășirea lățimii foliei cu 3—5 mm (fig. 3.41). În schimb, la foliile subțiri, acest sistem de izolare conduce la un factor de umplere prost al ferestrei. Izolarea cu lacuri sau oxizi impune ca marginile foliei să fie rotunjite și bine izolate, iar executarea bobinelor să se facă cu mai mare atenție. După executarea bobinelor, indiferent de izolarea spirelor, acestea sînt impregnate cu un lac epoxidic care definitivează izolația capetelor bobinelor și consolidează bobina.

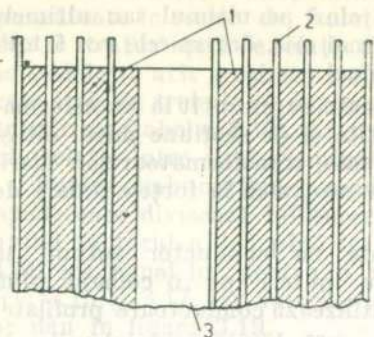


Fig. 3.41. Înfășurare cilindrică stratificată din folie de aluminiu:
1 — folia; 2 — izolația de hirtie dintre straturi;
3 — canal de răcire.

Realizarea înfășurărilor din folie nu necesită instalații speciale în atelierele de bobinaj.

Înfășurările din folie sînt rezistente din punct de vedere mecanic, se răcesc bine, dar nu este încă bine pus la punct procesul tehnologic de izolare a foliei și modul de scoatere a bornelor, mai ales la foliile cu grosimi sub 0,2 mm, unde sudarea alumiului este complicată (fig. 3.42).

G. *Înfășurările alternate*, numite și înfășurări cu galeți alternanți, sînt utilizate atunci cînd se urmărește o tensiune de scurt-circuit mică și o diminuare a forțelor axiale. Acest tip de înfășurare se mai utilizează la transformatoarele în manta și la transformatoarele răcite cu aer, cu coloane orizontale.

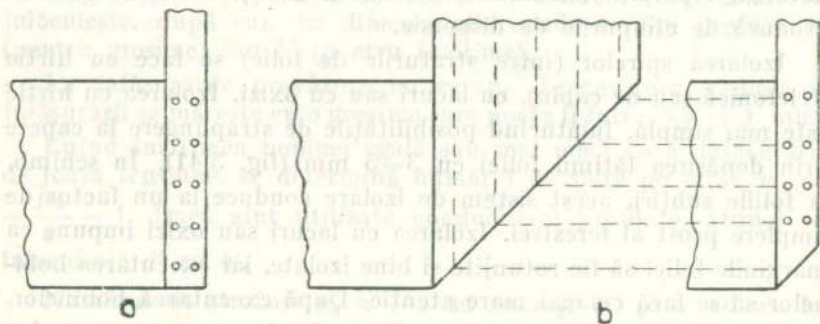


Fig. 3.42. Forme de realizare a capetelor (ieșirilor) înfășurărilor din folie:
a — cu bandă de aluminiu sudată prin puncte; b — prin îndoirea succesivă a foliei și sudare prin puncte.

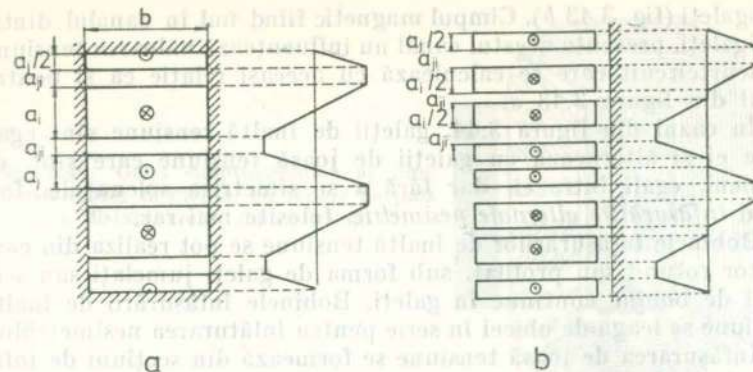


Fig. 3.43. Înfășurări alternate simetrice și formele corespunzătoare de variație a cîmpului de dispersie:
a — cu bobine întregi; b — cu bobine secționare și canale de răcire.

La înfășurările alternate, porțiuni din înfășurarea de joasă tensiune alternează cu porțiuni din cea de înaltă tensiune (fig. 3.43) și (fig. 3.44). În cazul figurii 3.43, solenațiile galeților de joasă tensiune sînt egale cu ale celor de înaltă tensiune, galeții de capăt avînd cîte o jumătate din solenația galeților principali pentru a forma *înfășurări alternate simetrice*, cu o repartitie simetrică a cîmpului de dispersie. Uneori, în vederea îmbunătățirii răcirii, galeții se divid astfel încît întreaga înfășurare este constituită din

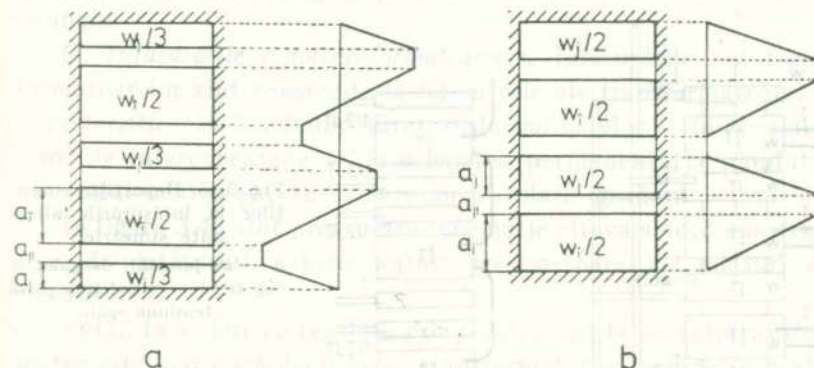


Fig. 3.44. Înfășurări alternate nesimetrice și formele corespunzătoare de variație a cîmpului de dispersie:
a — joasă tensiune cu un galeț mai mult decît înalta tensiune; b — joasă și înalta tensiune cu același număr de galeți.

semigaleți (fig. 3.43 b). Cimpul magnetic fiind nul în canalul dintre semigaleți, prezența acestui canal nu influențează valoarea tensiunii de scurtcircuit care se calculează cu aceeași relație ca și pentru cazul din figura 3.43 a.

În cazul din figura 3.44, galeții de înaltă tensiune sînt egali între ei și alternează cu galeții de joasă tensiune care sînt, de asemenea, egali între ei, dar fără a se simetriza solenațiile, formînd *înfășurările alternante nesimetrice*, folosite mai rar.

Bobinele înfășurătorilor de înaltă tensiune se pot realiza din conductor rotund sau profilat, sub forma de galeți jumelați sau secțiuni de bobine continue în galeți. Bobinele înfășurării de înaltă tensiune se leagă de obicei în serie pentru înlăturarea nesimetriilor.

Înfășurarea de joasă tensiune se formează din secțiuni de înfășurări spiralate sau de înfășurări continue în galeți, legate în paralel sau serie-paralel.

Luînd cazul înfășurărilor alternante simetrice — caz utilizat în practică, în baza definiției lor, se poate scrie relația solenațiilor

$$\frac{1}{2} w_i I_i = w_j I_{jc} = \frac{1}{2} w_j I_j \quad (3.55)$$

notațiile fiind cele din figura 3.45.

Din relația (3.55) rezultă:

$$I_{jc} = \frac{1}{2} I_i \frac{w_i}{w_j} = \frac{1}{2} I_j \quad [\text{A}] \quad (3.56)$$

adică, valoarea curentului I_{jc} al galețului de capăt este egală cu jumătate din valoarea curentului I_j al galeților intermediari. Și,

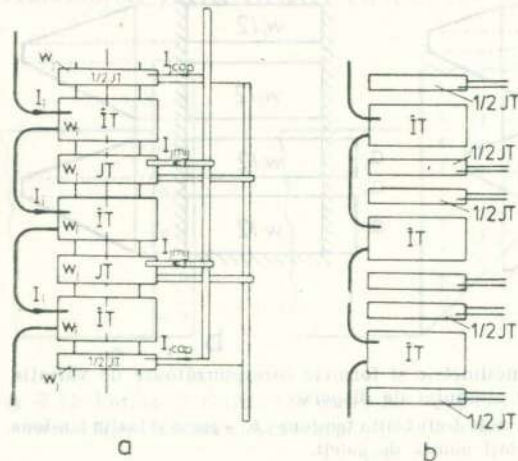
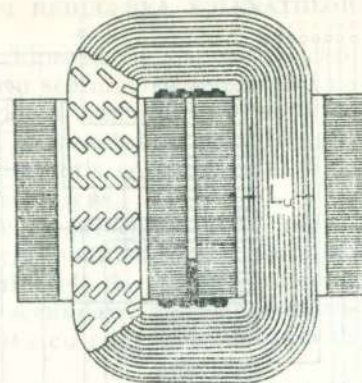


Fig. 3.45. Repartizarea curenților la înfășurările alternante simetrice:

a — cu jumătăți de galeț la capete; b — cu galeți de joasă tensiune egali.

Fig. 3.46. Galet dreptunghiular al unui transformator în manta, cu vedere parțială a distanțoarelor dintre galeți.



în ipoteza unor densități egale de curent, secțiunile conductoarelor vor fi în același raport.

Înfășurările pentru transformatoarele în manta sînt tot de tip alternat. În forma cea mai simplă, se compun dintr-o grupă de galeți de înaltă tensiune, dispusă între două grupe de galeți de joasă tensiune. În figura 3.46 este dată vederea unui galet dreptunghiular de la un transformator cu miezul în manta.

În figura 3.47 se dă, informativ, schema unei faze a unui transformator trifazat uscat pentru cuptoare electrice. Reglajul tensiunii secundare se face prin modificarea numărului de spire al înfășurării primare, și prin comutarea înfășurării în stea sau în triunghi.

G. *Înfășurările autotransformatoarelor.* Înfășurările autotransformatoarelor sînt construite la fel cu cele ale transformatoarelor. Caracteristica înfășurărilor autotransformatoarelor — în special a celor de interconexiune — este legarea permanentă la pămînt a punctului neutru și prin urmare au o izolație gradată.

În figura 3.48 sînt prezentate schematic cîteva soluții constructive de înfășurări pentru autotransformatoare cu miezuri cu coloane.

Avînd în vedere că tensiunea de scurtcircuit la un autotransformator este mai mică decît la un transformator cu bobine separate, simetria spațială a bobinelor înfășurărilor (partea comună și partea adițională) are o mare importanță în reducerea eforturilor de scurtcircuit.

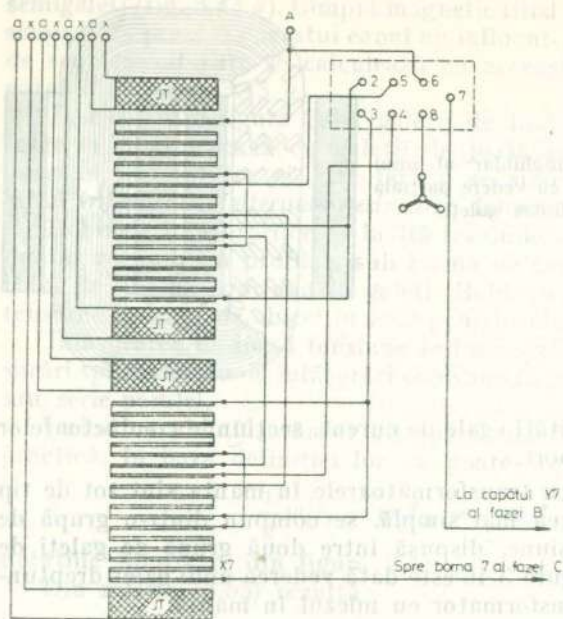


Fig. 3.47. Schema unei înfășurări de fază a unui transformator pentru cuptoare electrice de 27,1 kA și tensiunea primară 35 kV. Legăturile între bornele 6 și 7 dau conexiunea triunghi, iar între bornele 7 și 8, conexiunea stea. Pentru conexiunea primară în triunghi, în secundar se obțin tensiunile: 383 V pentru legăturile 2 cu 3; 342 V pentru legăturile 3 cu 4; 225 V pentru legăturile 4 cu 5 și 243 V pentru legăturile 5 cu 2.

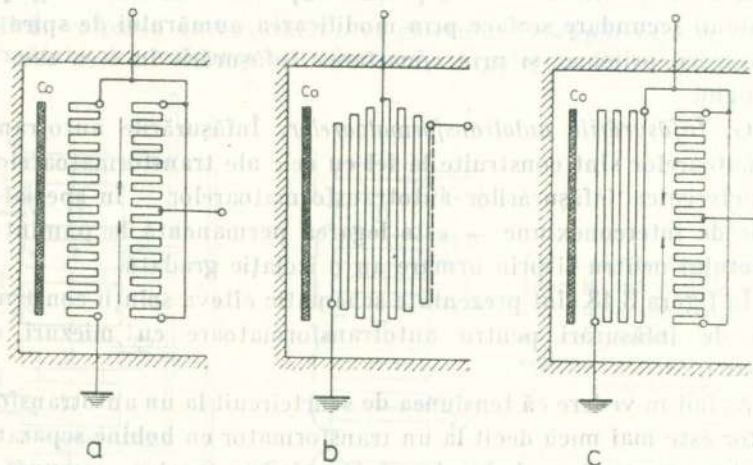


Fig. 3.48. Scheme de înfășurări pentru autotransformatoare:
a — ambele înfășurări în galeți; b — ambele înfășurări stratificate; c — o înfășurare stratificată și una în galeți; c_0 — înfășurare de compensație.

3.3.3. PRIZELE DE REGLAJ ȘI REDUCEREA SOLENAȚIILOR

Transformatoarele de putere se echipează cu dispozitive care permit reglajul tensiunii în trepte, prin schimbarea numărului de spire al uneia dintre înfășurări. Reglarea numărului de spire se efectuează când transformatorul este deconectat de la rețea sau când este în sarcină, în funcție de construcția comutatorului și de măsurile constructive adoptate în acest sens.

Prizele de reglaj pot fi prevăzute în principiu fie la înfășurarea primară, fie la cea secundară, prin modificarea sau păstrarea solicitărilor magnetice. La transformatoarele de putere, indiferent de rolul înfășurărilor ca primare sau secundare, de regulă înfășurarea de înaltă tensiune este prevăzută cu reglajul numărului de spire, din următoarele motive:

- scoaterea prizelor de reglaj este mai ușoară tehnologic, înfășurarea de înaltă tensiune fiind așezată la exterior și aria secțiunii conductoarelor este mai redusă;

- numărul de spire necesar treptei de reglaj se poate ajusta mai ușor, fiind mai mare și, totodată, permițând o poziționare mai adecvată pentru reducerea forțelor axiale;

- comutatorul de prize este mai simplu, având contactele și bornele pentru curenți mai mici, chiar dacă crește distanțele de izolație.

Reglajul tensiunii la transformatoarele de distribuție se face în limitele standardizate de $\pm 5\%$; la unele transformatoare mai mari, pentru diminuarea forțelor axiale se împart treptele la $\pm 2 \times 2,5\%$. În funcție de destinația transformatorului se pot utiliza și alte trepte de reglaj a tensiunii, cum este cazul transformatoarelor cu reglaj sub sarcină la care se realizează trepte de forma $\pm 6 \times 1,67\% = \pm 10\%$; $\pm 6 \times 1,5\% = \pm 9\%$; $\pm 8 \times 1,25\% = \pm 10\%$; $\pm 8 \times 1,5\% = \pm 12\%$; $\pm 9 \times 1,78\% = \pm 16\%$ etc.

Schemele de principiu pentru reglajul tensiunii sînt date în figura 3.49.

Cazul din figura 3.49 a este întâlnit la înfășurările stratificate. La înfășurările stratificate conectate în stea, legătura la borne se scoate, de obicei, de la interior (fig. 3.50), iar prizele de reglaj sînt aduse la un comutator de nul. La conexiunea în triunghi, poziția stratului de la care se face legătura la bornă este indiferentă.

La înfășurările stratificate, prizele de reglaj așezate pe ultimul strat nu produc asimetrii prea mari și, în consecință, nici forțe axiale însemnate.

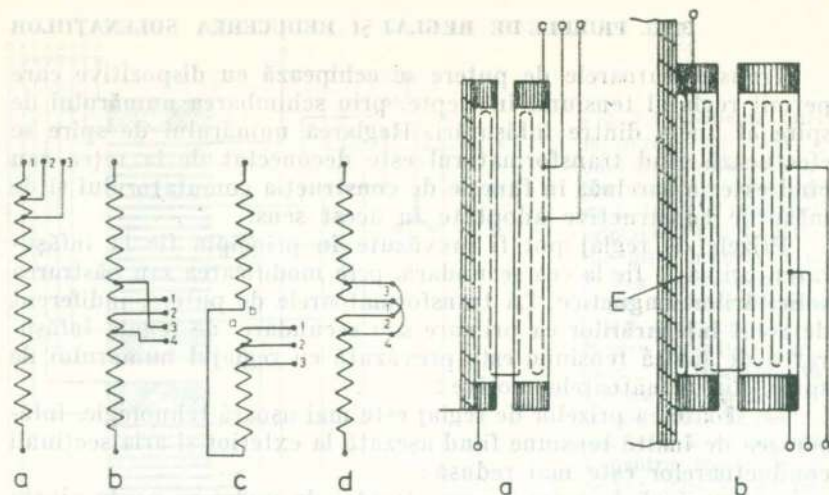


Fig. 3.49. Schemele pentru reglarea tensiunii în limite mici.

Fig. 3.50. Scoaterea prizelor la înfășurările stratificate:

a — înfășurare cu tensiunea până la 10 kV; *b* — înfășurare până la 35 kV cu ecran electrostatic E legat la borna de linie.

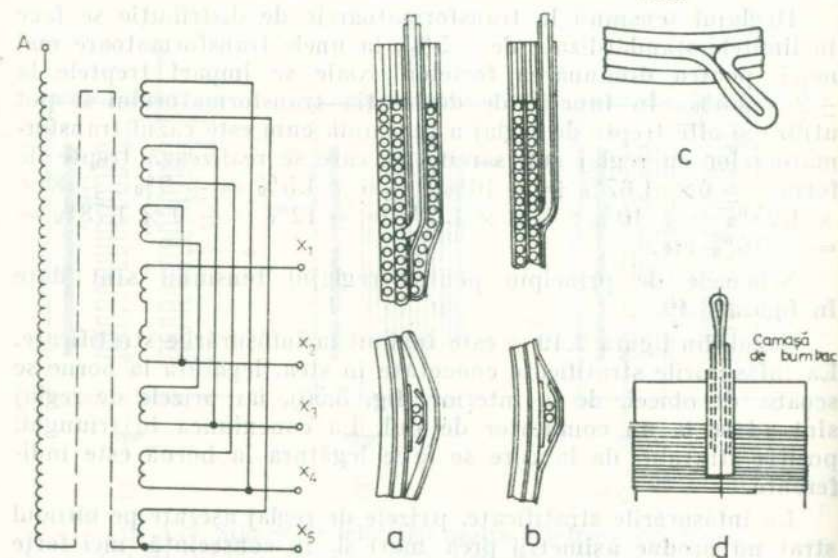


Fig. 3.51. Modul de scoatere a prizelor de reglaj la înfășurările stratificate, pentru micșorarea disimetriilor.

Fig. 3.52. Modul de scoatere a prizei la o înfășurare de tip stratificat.

În scopul diminuării și mai mult a disimetriilor datorate prizelor de reglaj, se poate utiliza schema din figura 3.51.

Scoaterea prizelor de reglaj de la înfășurările stratificate se face sub formă de buclă, întărindu-se izolația, așa cum se arată în figura 3.52.

Schemele din figura 3.49 *b*, *c* și *d* sunt tipice pentru înfășurările secționare de tip galeți. Cazul din figura 3.49 *c* este utilizat numai când înfășurarea este conectată în stea și se urmărește reducerea izolației comutatorului, altfel trebuie lăsată o distanță de izolație la jumătate din tensiunea de fază. În cazurile *b*, *c* și *d* din figura 3.49, galeții cu spirele de reglaj sunt așezați fie la mijlocul înălțimii înfășurării, fie repartizați simetric față de mijloc, la un sfert de înălțime, începând de la capete, cum se arată în figura 3.53.

La înfășurările continue sau la cele cu galeți dubli, se recomandă scoaterea prizelor de la trecerile exterioare dintre galeți fără lipire, ca buclă din același conductor (fig. 3.54 *a*).

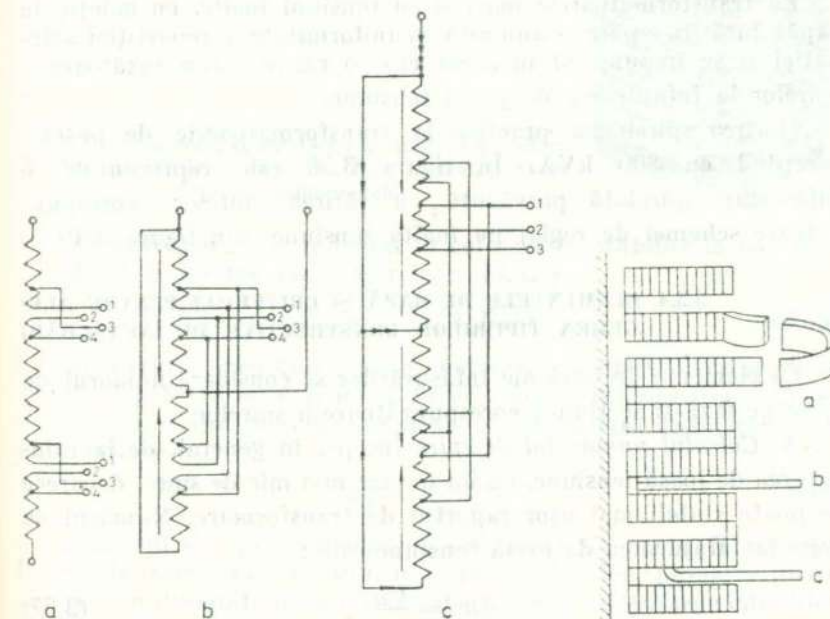


Fig. 3.53. Schemele pentru reglarea tensiunii în limite mici:

a — înfășurare cu o cale de curent; *b* — cu două căi de curent în paralel și înfășurate în sensuri opuse; *c* — cu patru căi în paralel, înfășurate succesiv în sensuri opuse.

Fig. 3.54. Scoaterea prizelor la o înfășurare continuă, în galeți.

Scoaterea prizelor printre galeți (fig. 3.54 *b*) se face cu lipituri și o izolare corespunzătoare, mărindu-se și canalul dintre galeți, dacă este cazul. Scoaterea prizei din interiorul galețului (fig. 3.54 *c*) nu se practică decât în cazuri speciale la galeții realizați cu conductor rotund (fig. 3.55).

Scoaterea din circuit a galeților de reglaj provoacă o asimetrie în repartiția spațială a solenațiilor, asimetrie care este cauza forțelor axiale. Aceste forțe pot fi micșorate (reduse) prin rărirea spirelor în zonele de reglaj și la cealaltă înfășurare care nu este prevăzută cu prize de reglaj.

Această rărire a spirelor la înfășurarea fără prize se face în zonele de reglaj în așa fel încât solenația părții rărite să fie egală cu jumătatea solenației galeților de reglaj. Astfel, la un reglaj de $\pm 5\%$, care ocupă 10% din înălțimea bobinei, va trebui plasată numai 5% din solenația înfășurării fără reglaj. Acest lucru se realizează prin creșterea distanțelor între galeți sau spire.

La transformatoarele mari și cu tensiuni înalte, cu galeții de capăt întăriți, apare o anumită neuniformitate a repartiției solenației și se impune, și în acest caz, o rărire corespunzătoare a spirelor la înfășurarea de joasă tensiune.

Rărirea spirelor se practică la transformatoarele de putere, începând cu 800 kVA. În figura 3.56 este reprezentată o înfășurare spiralată prevăzută cu rărirea spirelor corespunzătoare schemei de reglaj pe înalta tensiune din figura 3.49 *b*.

3.3.4. ELEMENTELE DE BAZĂ ȘI CRITERIILE PENTRU ALEGEREA TIPURILOR CONSTRUCTIVE DE ÎNFĂȘURĂRI

Ca elemente de bază ale înfășurărilor se consideră numărul de spire pe fază și secțiunea corespunzătoare a spirelor.

A. *Calculul numărului de spire* începe, în general, de la înfășurarea de joasă tensiune, cu un număr mai mic de spire, deoarece se poate stabili mai ușor raportul de transformare. Numărul de spire la înfășurarea de joasă tensiune este :

$$w_f = \frac{U_{jf}}{U_w} \quad (3.57)$$

unde U_{jf} este tensiunea electromotoare de fază a înfășurării de joasă tensiune, dedusă din tensiunea de linie dată (adică din tensiunea nominală), iar U_w este tensiunea pe spiră calculată

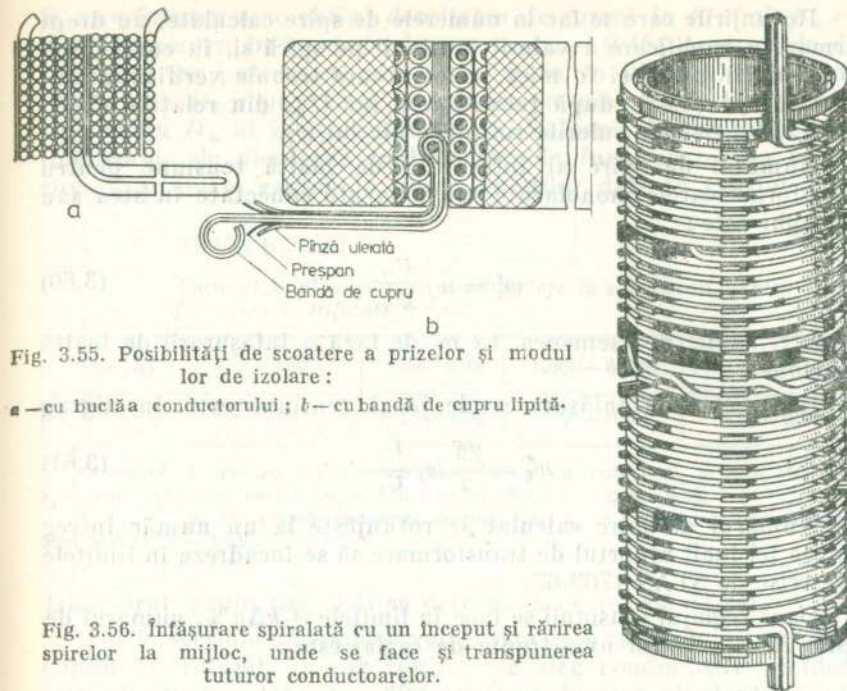


Fig. 3.55. Posibilități de scoatere a prizelor și modul lor de izolare :

a — cu buclăa conductorului ; b — cu bandă de cupru lipită.

Fig. 3.56. Înfășurare spiralată cu un început și rărirea spirelor la mijloc, unde se face și transpunerea tuturor conductoarelor.

cu aria coloanei A_c și inducția în coloană B_c stabilite la paragraful 3.2.3 și anume (vezi și relația (3.32)) :

$$U_w = \sqrt{2} \pi f A_c B_c [V]. \quad (3.58)$$

În cazul conexiunii zigzag, numărul de spire a celor două bobine legate în serie și montate pe coloane diferite (fig. 3.2), se determină, avînd în vedere expresia tensiunii dată de relația (3.8), cu relația :

$$w_f = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{U_{jf}}{U_w}. \quad (3.59)$$

Numărul de spire calculat cu relația (3.57) poate fi rotunjit la număr întreg. La înfășurările conectate în stea, numărul poate diferi cu o jumătate de spiră de întreg, iar la înfășurările cilindrice în două straturi chiar se recomandă acest lucru, pentru scoaterea comodă a capetelor.

Numărul de spire calculat cu relația (3.59), pentru înfășurările conectate în z. se rotunjește totdeauna, ca și la conexiunea y, în funcție de posibilitățile de realizare a conexiunilor.

Rotunjirile care se fac la numerele de spire calculate, au drept urmare o modificare a valorii tensiunii pe spiră și, în consecință, și a valorii inducției în miez, valoare care trebuie verificată folosind relația (3.58), după recalcularea lui U_w , din relațiile (3.57) sau (3.59), pentru valorile rotunjite ale lui w_j .

Numărul de spire al înfășurării de înaltă tensiune pentru transformatoarele monofazate sau trifazate conectate în stea sau triunghi este :

$$w'_k = w_j \frac{U_{ij}}{U_{ji}} \quad (3.60)$$

unde U_{ij} este, de asemenea, t.e.m. de fază a înfășurării de înaltă tensiune.

În cazul cînd înfășurarea de joasă tensiune este în zigzag

$$w'_k = \frac{\sqrt{3}}{2} w_j \frac{U_{ij}}{U_{ji}} \quad (3.61)$$

Numărul de spire calculat se rotunjește la un număr întreg în așa fel încît raportul de transformare să se încadreze în limitele prescrise de STAS 1703-67.

Dacă reglajul tensiunii se face în limitele $\pm k\Delta u\%$, numărul de spire corespunzător unei trepte de reglaj este :

$$[\Delta w_i = w'_i \frac{\Delta u}{100}] \quad (3.62)$$

După rotunjirea lui Δw_i la un număr întreg — în funcție de precizia cerută — se determină numărul total de spire al înfășurării de înaltă tensiune adăugînd la w'_i spirele celor k trepte

$$w_i = w'_i + k\Delta w_i \quad (3.63)$$

B. *Calculul secțiunilor căilor de curent* se face pornind de la curenții de fază și de la densitățile de curent, cu relațiile :

$$s_j = \frac{I_{ji}}{J_j}; \quad s_i = \frac{I_{ij}}{J_i} [\text{mm}^2] \quad (3.64)$$

Densitățile de curent se pot alege într-o primă aproximație din tabelul 3.10. Cînd pierderile la scurtcircuit P_k sînt impuse, densitatea medie de curent se poate estima și cu relația :

$$J = k_s k_w \frac{P_k}{S_N} \frac{U_w}{D_m} [\text{A/mm}^2] \quad (3.65)$$

în care (pentru a se obține densitatea de curent în A/mm^2) $k_w = 0,746$ pentru înfășurările de cupru, $k_w = 0,464$ pentru cele de aluminiu, iar puterea nominală S_N se ia în kVA, pierderile de scurtcircuit P_k impuse în W, tensiunea pe spiră U_w în V și diametrul mediu D_m al înfășurărilor în cm. Valoarea factorului k_s care ține seama de pierderile suplimentare la funcționarea în scurtcircuit, se poate estima în limita valorilor date în tabelul 3.21.

TABELUL 3.21

Factorul k_s al pierderilor suplimentare la scurtcircuit, pentru transformatoarele trifazate în ulei

S_N [kVA]	100	160—630	1 000—6 300	10 000—16 000
k_s	0,97	0,96—0,92	0,91—0,90	0,90—0,87

Observații : 1. Pentru transformatoarele uscate cu puteri $S_N = 10 - 160$ kVA $k_s = 0,99 - 0,96$, iar pentru $S_N = 200 - 1 600$ kVA, $k_s = 0,92 - 0,86$.

2. La transformatoarele monofazate, k_s se determină corespunzător unei puteri $S = 1,5 S_N$.

Diametrul mediu (fig. 3.4) se determină cu relația (3.34).

Dacă secțiunea conductorului este sub $6-8 \text{ mm}^2$, se alege conductor rotund. În caz contrar, se aleg conductoare profilate care, din motive tehnologice și pentru reducerea pierderilor suplimentare, nu trebuie să depășească în cazurile normale $60-80 \text{ mm}^2$. La secțiuni mai mari, se utilizează conductoare sau grupe de conductoare în paralel, așa cum s-a arătat la paragraful 3.3.1 F și paragraful 3.3.2, referitor la tipurile de înfășurări.

Dimensiunile conductoarelor pentru înfășurări sînt date în STAS 685-75 pentru cele rotunde, STAS 2873-76 pentru cele profilate din cupru și STAS 6499/1-74 pentru cele din aluminiu; conductoarele emailate sînt date în STAS 8516-73. Extrase din aceste standarde sînt date și în anexele 4, 5 și 8. Date privind folia de aluminiu se găsesc în STAS 5681-74.

Sub aspectul materialului din care se realizează înfășurările se pot întîlni și cazuri cînd înfășurările de joasă și cele de înaltă tensiune ale unui transformator sînt din materiale diferite. Astfel, la transformatoarele prevăzute a se executa cu înfășurări din aluminiu, se impune utilizarea cuprului atunci cînd diametrul sîrmei de aluminiu scade sub 1 mm . De asemenea, la transformatoarele cu cupru, se poate utiliza pentru joasa tensiune înfășurări din

folie de aluminiu, folia de cupru fiind mult prea scumpă. Folia de aluminiu, când este posibil, se poate utiliza și la înalta tensiune chiar sub formă de benzi pentru galeți.

C. *Tipul constructiv de înfășurare* se alege în funcție de cerințele de exploatare și de producție pentru întregul transformator. Totodată, la toate tipurile de înfășurări examinate s-au indicat și limitele uzuale de utilizare a acestora în funcție de puterea pe coloană, de secțiunea spirei, respectiv de curentul de fază și de tensiunea înfășurării. O recapitulare a domeniilor de aplicare a tipurilor de înfășurări utilizate la transformatoarele de putere, este dată în tabelul 3.22.

Dacă transformatorul prezintă particularitatea de a avea sollicitări mecanice, electrice sau termice ridicate, tipul constructiv de înfășurări adoptat trebuie să prezinte avantaje mai mari în ceea ce privește.

La alegerea, apoi dimensionarea înfășurării, trebuie să se aibă în vedere posibilitățile de transmisie a căldurii de la înfășurare la agentul de răcire. De aceea, după dimensionarea bobinelor, trebuie să se verifice densitatea de suprafață q a pierderilor, adică pierderile din înfășurare disipate pe unitatea de suprafață, măsurate în W/m^2 . La transformatoarele cu circulația naturală a uleiului, densitatea de suprafață a pierderilor trebuie să nu depășească valorile $q = 1\,200 - 1\,400\ W/m^2$ iar la cele cu circulație forțată, $q = 2\,000 - 2\,200\ W/m^2$. La transformatoarele uscate, valorile lui q depind de clasa de izolație a transformatorului și de lărgimea canalelor de răcire, cum se arată în tabelul 3.17.

Schema de reglaj a tensiunii transformatorului contribuie și ea în mare măsură la alegerea tipului constructiv al înfășurării, mai ales atunci când pot apare forțe axiale de scurtcircuit periculoase [2], [6], [14].

Având determinate numerele de spire și secțiunile căilor de curent și cunoscând condițiile de realizare ale diferitelor tipuri de înfășurări, în baza tabelului 3.22 se poate alege, într-o primă etapă, câte un tip de înfășurare pentru joasa și înalta tensiune.

Plecând de la înfășurarea de joasă tensiune, se determină dimensiunile geometrice ale ambelor înfășurări, cum sînt: înălțimile H_B , grosimile a_j și a_t , precum și diametrele interioare și exterioare ale acestora. Definitivarea acestor dimensiuni rămîne să se facă după verificarea parametrilor de scurtcircuit și a temperaturilor înfășurărilor.

TABELUL 3.22
Studeza tipurile de înfășurări ale transformatoarelor de putere, cu referiri la posibilitatea lor de aplicare

Nr. crt.	Tip înfășurare	Avantaje	Dezavantaje	Utilizare		Limite de aplicare		Dimensiuni conductoare [mm]		Număr maxim de conductoare în paralel
				preferată	posibilă	curent [A]	tensiune [kv]	a	b	
1	Cilindrică	Tehnologie simplă; Răcire bună	Rigiditate mecanică redusă	JT	IT	60—800	≤ 1	4—10	6—15	4
2	Tip Brush	Tehnologie simplă; Răcire bună	Rigiditate mecanică redusă	JT	IT	≤ 1 000	≤ 35	2—3	12—18	4—16
3	Spirală.	Rigiditate mecanică bună; Izolație sigură; Răcire bună	Cost ridicat față de înfășurare cilindrică	JT	—	< 200	≤ 35	2—4	8—16	12 la un început
4	Continuă în galeți	Idem	Idem	IT	JT	> 20	> 3	1,2—3	12—18	4
5	Secționată (în galeți)	Idem	Idem	IT	—	< 50	≤ 60	2—4	3—6	—
6	Stratificată	Tehnologie simplă	Rigiditate mecanică scăzută la conductor rotund	IT	JT	≤ 100	> 1	3—3,5	4—6	4
7	Înfășurare din folie	Rigiditate mecanică bună; Răcire bună; Comportare bună la impuls de tensiune	Tehnologia de izolare și de realizare a conexiunilor nu este pusă la punct	JT	IT	20—1 000	< 15	0,025—2	200—1 000	—

3.4. CALCULUL PARAMETRILOR DE SCURTCIRCUIT ȘI DEFINITIVAREA SOLUȚIEI ALESE PENTRU ÎNFĂȘURĂRI

La baza calculului parametrilor de scurtcircuit stau dimensiunile geometrice ale înfășurărilor, stabilite într-o primă aproximație atât pentru înalta tensiune, cit și pentru joasa tensiune; aceste dimensiuni sînt indicate în figura 3.57.

3.4.1. DETERMINAREA PIERDERILOR DE SCURTCIRCUIT

Pierderile de scurtcircuit sînt date de suma pierderilor:

$$P_k = k_{rf} P_{wf} + k_{rt} P_{wt} + P_{lj} + P_{lt} + P_{cv} \text{ [W]} \quad (3.66)$$

unde:

P_{wf} și P_{wt} sînt pierderile de bază în înfășurările de joasă și înaltă tensiune;

k_{rf} și k_{rt} — coeficienții de majorare a pierderilor în curent alternativ;

P_{lj} și P_{lt} — pierderile în legături;

P_{cv} — pierderile în cuvă și în celelalte elemente de fier ale transformatorului.

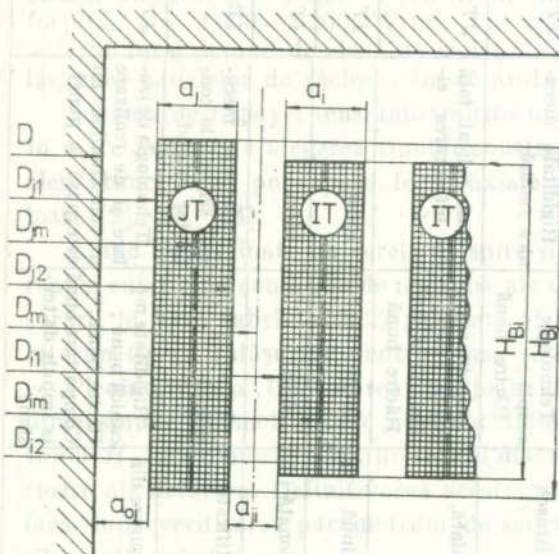


Fig. 3.57. Dimensiunile geometrice ale înfășurărilor.

Pierderile în înfășurările cu izolație din clasele A, E și B se calculează pentru temperatura de referință de 75°C, cînd $\rho_{Cu75^\circ} = 2,135 \cdot 10^{-2} \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ și $\rho_{Al75^\circ} = 3,44 \cdot 10^{-2} \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$, iar la cele cu clasele de izolație F, H și C la temperatura de 115°C cînd $\rho_{Cu115^\circ} = 2,42 \cdot 10^{-2} \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ și $\rho_{Al115^\circ} = 3,86 \cdot 10^{-2} \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$.

A. Pierderile de bază în înfășurări se pot calcula cu relațiile:

$$P_{wf} = m R_f I_{fN}^2 \text{ [W]}; \quad (3.67)$$

$$P_{wt} = m R_t I_{tN}^2 \text{ [W]}$$

unde:

$$R_f = \rho_f \frac{\pi D_{jm} w_f}{s_f} \text{ [\Omega]}; \quad (3.68)$$

$$R_t = \rho_t \frac{\pi D_{tm} w_t}{s_t} \text{ [\Omega]}$$

iar notațiile sînt cele cunoscute, completate cu cele din figura 3.57 (D_{jm} , D_{tm} se iau în m; s_f , s_t — în mm^2).

În practică, pierderile, din cele două înfășurări se calculează cu relațiile (3.67) transformate sub forma:

$$P_{wf} = k_m J_f^2 G_{wf} \text{ [W]}; \quad (3.69)$$

$$P_{wt} = k_m J_t^2 G_{wt} \text{ [W]}$$

în care:

J_f și J_t sînt densitățile de curent în A/mm^2 ;

G_{wf} și G_{wt} — masele materialelor conductoare corespunzătoare înfășurărilor în kg;

k_m — constanta de material ale cărei valori sînt date în tabelul 3.23.

TABELUL 3.23

Valorile constantei de material k_m , utilizate în relațiile (3.69)

Materialul	Cupru		Aluminiu	
	75°C	115°C	75°C	115°C
k_m	2,4	2,72	12,75	14,4

Notă: Densitățile de masă pentru calculul lui k_m s-au luat: $\gamma_{Cu} = 8990 \text{ kg}/\text{m}^3$ și $\gamma_{Al} = 2700 \text{ kg}/\text{m}^3$.

Masele înfășurărilor de pe cele c coloane se determină cu relațiile :

$$G_{wj} = c \gamma_w \pi D_{jm} s_j w_j \cdot 10^{-8} \text{ [kg]}; \quad (3.70)$$

$$G_{wi} = c \gamma_w \pi D_{im} s_i w_i \cdot 10^{-8} \text{ [kg]}$$

unde densitatea γ_w a materialului înfășurării se ia în kg/m^3 (vezi nota din tabelul 3.23), D_{jm} și D_{im} în cm (fig. 3.57), iar secțiunile spirelor s_j și s_i — în mm^2 .

B. Pierderile suplimentare în înfășurări sînt estimate prin factorul de majorare a pierderilor în curent alternativ k_r . Valoarea medie a acestui factor este :

— pentru înfășurările realizate din conductor profilat (fig. 3.58 a)

$$k_r = 1 + 1,73 \alpha_p^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 a^4 (m^2 - 0,2); \quad (3.71)$$

— pentru înfășurările din conductor rotund (fig. 3.58 b)

$$k_r = 1 + 0,8 \alpha_r^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 d^4 m^2. \quad (3.72)$$

În cazul înfășurărilor din cupru și frecvența $f = 50 \text{ Hz}$, relațiile (3.71) și (3.72) se pot particulariza la formele :

— pentru conductoare profilate

$$k_{rcu} = 1 + 0,095 \alpha_p^2 a^4 (m^2 - 0,2); \quad (3.71 a)$$

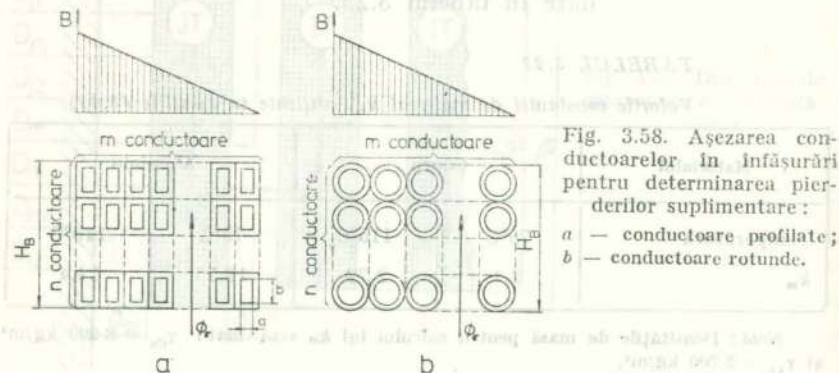


Fig. 3.58. Așezarea conductoarelor în înfășurări pentru determinarea pierderilor suplimentare:

a — conductoare profilate;
b — conductoare rotunde.

— pentru conductoarele rotunde

$$k_{rcu} = 1 + 0,044 \alpha_p^2 d^4 m^2. \quad (3.72 a)$$

În cazul înfășurărilor cu conductoare din aluminiu și $f = 50 \text{ Hz}$, relațiile (3.71) și (3.72) devin :

— pentru conductoarele profilate

$$k_{rAl} = 1 + 0,037 \alpha_p^2 a^4 (m^2 - 0,2); \quad (3.71 b)$$

— pentru conductoarele rotunde

$$k_{rAl} = 1 + 0,17 \alpha_r^2 d^4 m^2. \quad (3.72 b)$$

În relațiile de calcul de mai sus, dimensiunile se introduc în cm, iar factorii α_p și α_r se determină cu relațiile :

$$\alpha_p = \frac{b n}{H_b} k_R; \quad (3.73)$$

$$\alpha_r = \frac{d n}{H_b} k_R$$

unde, în afara notațiilor din figura 3.58, k_R este factorul lui Rogowski care se poate lua pentru înfășurările concentrice, $k_R \approx 0,95$.

La înfășurările de tip spiralat cu un început, dacă se fac pozițiile numai în trei locuri (fig. 3.30), (la cele cu două începuturi se fac toate), mai apar pierderile suplimentare și datorită repartiției neuniforme a curenților în conductoarele conectate în paralel. În acest caz, factorul global al pierderilor suplimentare se determină cu relația :

$$k_{rsp} = 1 + 0,53 \cdot 10^{-2} \alpha_p^2 \left(\frac{f}{\rho \cdot 10^4} \right)^2 a^4 (m^4 - 20m^2 + 64) \quad (3.74)$$

în care notațiile sînt ca în celelalte relații de mai înainte.

C. Densitățile de suprafață q_j și q_i ale pierderilor, ca și valoarea în ansamblu a pierderilor ($k_{rj} P_{wj} + k_{ri} P_{wi}$) formează primul indiciu în ce privește înfășurarea aleasă. Pierderile se compară cu cele date prin temă, iar densitățile de suprafață ale pierderilor, se calculează cu relațiile :

$$q_j = \frac{k_{rj} P_{wj}}{c S_{wj}} \text{ [W/m}^2\text{]}; \quad q_i = \frac{k_{ri} P_{wi}}{c S_{wi}} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad (3.75)$$

unde S_{wj} și S_{wi} sînt ariile tuturor suprafețelor, pe coloană, în contact cu agentul de răcire pentru fiecare din cele două înfășurări, în m^2 . La calculul acestor arii, suprafețele acoperite de pene și

distanțoare se vor lua, într-o primă aproximație, în jurul a 0,15—0,20 din aria suprafețelor care sînt încălzite de ulei, adică numai 0,8—0,85 din ariile suprafețelor cilindrice se vor considera că sînt în contact direct cu uleiul. În final însă aria acoperită de pene și distanțoare se calculează exact, în funcție de dimensiunile acestora (v. relația 4.9)). Ariile suprafețelor care mărginesc canalele radiale (orizontale) se vor reduce la jumătate, eficiența lor fiind micșorată în cazul circulației naturale a agentului de răcire.

Pentru a se continua calculele cu înfășurările astfel dimensionate, trebuie ca q_j și q_t să se găsească în limitele indicate la paragraful 3.3.4 C, iar pierderile să nu conducă în această etapă la valori care depășească limitele impuse de norme sau de tema de proiectare. Altfel, se reazăază înfășurarea în vederea creșterii ariilor suprafețelor de răcire sau se trece la alt tip constructiv de înfășurare.

D. *Pierderile în legături* nu se pot determina exact decît după dimensionarea completă a părții decuvabile. Estimarea în această etapă se face luînd secțiunile legăturilor egale cu cele ale spirelor înfășurării, iar lungimile legăturilor se aproximează cu :

$$l_v = 7,5H_B \text{ [mm]} \quad (3.76)$$

pentru înfășurările conectate în stea și

$$l_d = 14H_B \text{ [mm]} \quad (3.77)$$

pentru cele conectate în triunghi.

Cu aceste lungimi și cu secțiunile egale cu cele ale spirelor se determină pierderile în legături P_{lj} și P_{lt} în funcție de pierderile din înfășurări P_{wj} și P_{wt} , considerate proporționale cu rezistențele, adică, pentru cele trei faze

$$P_{lj} = P_{wj} \frac{l_j}{3\pi D_{jm} w_j} \text{ [W]} \quad (3.78)$$

și

$$P_{lt} = P_{wt} \frac{l_t}{3\pi D_{tm} w_t} \text{ [W]}$$

unde l_j și l_t au valorile corespunzătoare conexiunii, date de relațiile (3.76) sau (3.77), în aceleași unități de măsură ca și diametrele medii D_{jm} și D_{tm} .

E. *Pierderile în cavă* și în celelalte elemente de fier ale transformatorului pot fi approximate cu relația

$$P_{ev} = 10kS_N \text{ [W]} \quad (3.79)$$

Pierderile se obțin în W, dacă puterea transformatorului S_N se ia în kVA, iar factorul k are, în funcție de puterea transformatorului, valorile din tabelul 3.24 (la alte sarcini diferite de cea nominală, în locul lui S_N , se introduce sarcina respectivă în kVA).

TABELUL 3.24

Valorile coeficientului k din relația (3.79)

S_N [kVA]	<1 000	1 000—4 000	5 000—10 000	10 000—25 000
k	0,01—0,015	0,02—0,03	0,03—0,04	0,04—0,05

F. *Pierderile de scurtcircuit* calculate cu relația (3.66), pot diferi de pierderile care se vor măsura, datorită aproximărilor făcute în special la evaluarea pierderilor suplimentare și a celor din legături. De aceea, pierderile calculate nu trebuie să fie la limita maximă admisă, eroarea de calcul putînd fi în minus, iar pierderile măsurate să depășească valoarea tolerată. Totodată, un transformator cu pierderi sub cele impuse, conduce la cantități mai mari de material. Cel mai indicat este ca pierderile calculate să depășească pe cele nominale cu o valoare cuprinsă între 0,3 și 0,5 din toleranța impusă. Astfel, în cazul unei abateri admise de +10% peste pierderile nominale, se recomandă ca pierderile calculate să fie față de cele nominale cu 3% [pînă la 5% mai mari.

3.4.2. DETERMINAREA TENSIUNII DE SCURT-CIRCUIT

A. *Componenta activă a tensiunii de scurtcircuit*, în procente, se determină cu relația (3.21) :

$$u_{ka} = \frac{P_k}{10S_N} [\%]$$

unde pierderile P_k date de relația (3.66) se iau în W, iar puterea nominală S_N , în kVA.

B. *Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit*, tot în procente, pentru transformatoarele cu înfășurări cilindrice și concentrice (fig. 3.57) se determină cu relația :

$$u_{kr} = \frac{7,92fS_N l_m a \sigma k_R k_g}{U_N^2 H_B} \cdot 10^{-3} [\%] \quad (3.80)$$

în care frecvența f se ia, în Hz, puterea S_t pe coloană în kVA, tensiunea pe spirală U_w în V, iar lungimile în cm.

În baza datelor indicate pe fig. 3.57, se determină pentru înfășurările alese lățimea echivalentă a canalului de dispersie

$$a_\sigma = a_{jt} + \frac{a_j + a_t}{3} [\text{cm}] \quad (3.81)$$

valoare care poate diferi de cea preliminară la paragraful 3.2.3 A (v. relația (3.16)).

Cu aceleași notații, lungimea medie echivalentă a spirelor celor două înfășurări

$$l_m \approx \pi \left(D_{j1} + a_{jt} + \frac{a_t + 3a_j}{2} \right) [\text{cm}]. \quad (3.82)$$

Coeficientul lui Rogowski are valoarea

$$k_R = 1 - \frac{1}{2\pi\chi} \quad (3.83)$$

unde

$$\chi = \frac{H_B}{2(a_{jt} + a_j + a_t)}. \quad (3.84)$$

În cazul cînd cele două înfășurări ale transformatorului au solenațiile nesimetrice (fig. 3.59), se calculează mai întîi înălțimea echivalentă păstrîndu-se aria secțiunii și lățimea bobinei (fig. 3.59 a).

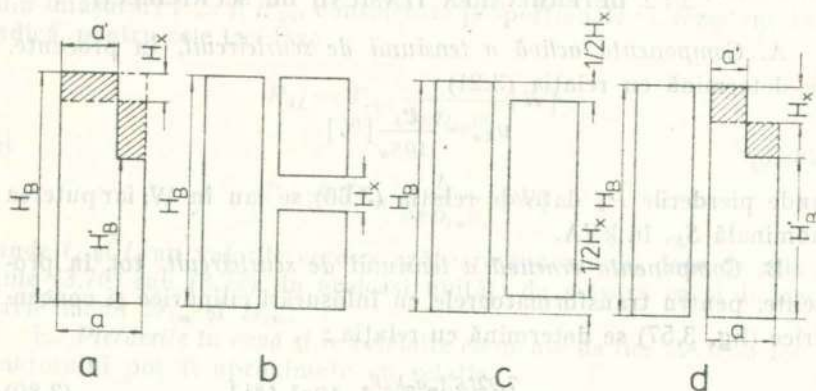


Fig. 3.59. Asimetrii posibile la înfășurările transformatoarelor.

Dintre înălțimile H_B ale celor două înfășurări, se introduce valoarea cea mai mare, iar corectarea nesimetriilor se face cu factorul:

$$k_q = 1 + \frac{x^2 H_B}{ra_\sigma k_R} \quad (3.85)$$

unde, în afara notațiilor cunoscute:

$x = H_x/H_B$, cu notațiile din figura 3.59;

$r = 3$ pentru cazurile b și c din fig. 3.59;

$r = 0,75$ pentru cazul d din fig. 3.59.

De asemenea în cazul din fig. 3.59 d:

$$H_x = (a - a') (H_B - H'_B) / a. \quad (3.86)$$

Pentru înfășurările divizate (fig. 3.60) componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit se determină tot cu relația (3.80) dar se vor lua pentru a_σ și l_m , valorile:

$$a_\sigma = a_{jt} + \frac{a_{ej} + a_{et}}{4} + \frac{a_j + a_t}{3} [\text{cm}]; \quad (3.81 \text{ a})$$

$$l_m = \pi \left[D_{j1} + a_{jt} + \frac{a_t + a_{et} + 3(a_j + a_{ej})}{2} \right] [\text{cm}]. \quad (3.82 \text{ a})$$

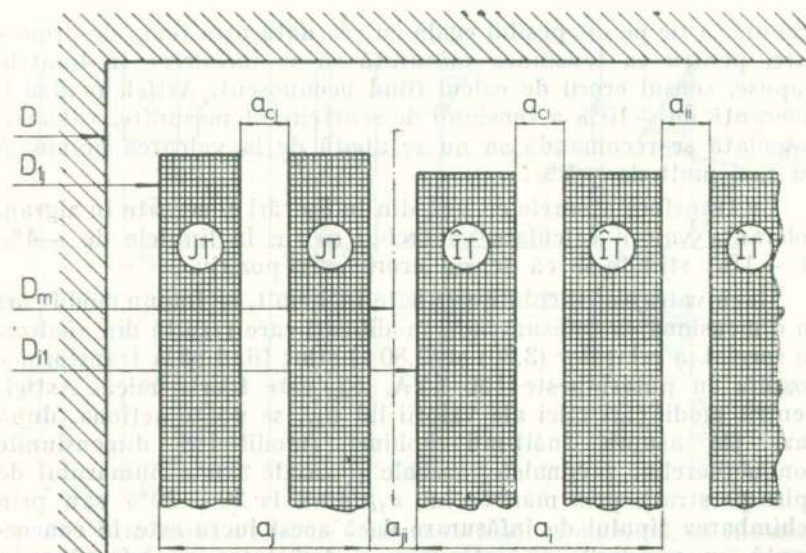


Fig. 3.60. Înfășurări cu bobine concentrice, divizate de canale axiale.

La înfășurările alternate simetric (fig. 3.43) luând aceleași unități de măsură ca și la relația (3.80), valoarea în procente a componentei reactive a tensiunii de scurtcircuit se determină cu relația :

$$u_{kr} = \frac{3,95 f S_l m a_g k_R}{pb U_e^2} \cdot 10^{-3} [\%] \quad (3.80 a)$$

în care :

p este numărul de galeți întregi ai unei înfășurări (cazurile din fig. 3.43, au $p = 2$) ;

b — grosimea radială a galeților, în cm ;

l_m — chiar lungimea medie a spirelor celor două înfășurări (πD_m), în cm ; a_g are valoarea dată de relația (3.81) ; în cm ;

k_R se determină cu relația (3.83), dar valoarea lui χ se modifică, avînd forma :

$$\chi = \frac{b}{2a_{ji} + a_j + a_i} \quad (3.84 a)$$

C. Valoarea tensiunii de scurtcircuit

$$u_k = \sqrt{u_{ka}^2 + u_{kr}^2} [\%]$$

trebuie să fie pe cît posibil egală cu cea dată prin tema de proiectare, pentru ca tensiunea măsurată să se încadreze în limitele impuse, sensul erorii de calcul fiind necunoscut. Astfel, pentru o toleranță de $\pm 10\%$ a tensiunii de scurtcircuit măsurate, valoarea calculată se recomandă să nu se abată de la valoarea nominală cu mai mult de $\pm 2\%$.

La transformatoarele cu una din înfășurări conectate în zigzag, toleranța valorii calculate va trebui să fie în limitele de -4% și $+1\%$, știindu-se că sensul erorii este pozitiv.

Dacă valoarea calculată se abate mai mult, se impun modificări în dimensionarea înfășurărilor, modificări care rezultă din analiza, în special, a relațiilor (3.80) și (3.80 a) știut fiind că la transformatoarele cu puteri peste 100 kVA, u_{ka} este foarte mică. Astfel, pentru modificări mici ale valorii lui u_{kr} , se poate acționa, după caz, fie asupra înălțimii bobinei (modificînd dimensiunile conductoarelor, a canalelor radiale și axiale sau a numărului de spire pe strat), prin mărirea lui a_{ji} pînă la 20 — 30% sau prin schimbarea tipului de înfășurare dacă acest lucru este în concordanță cu pierderile în înfășurări și densitatea superficială q a pierderilor.

Cînd aceste metode nu mai sînt eficiente, atunci se trece la măsuri radicale, în sensul modificării numărului de spire respectiv a tensiunii pe spiră care intervine la pătrat. Trebuie avut în vedere că modificarea numărului de spire, în ipoteza aceluiași solicitări și a aceluiași tip de bobină influențează și asupra pierderilor și a înălțimii bobinei.

Modificarea tensiunii pe spiră se va face acționînd asupra secțiunii coloanei, căutînd să se păstreze inducția în limite economice.

3.4.3. VERIFICAREA SOLICITĂRILOR MECANICE DIN ÎNFĂȘURĂRI

Problema repartiției eforturilor mecanice în înfășurări în timpul scurtcircuitelor a făcut obiectul a numeroase lucrări și a rămas încă deschisă.

A. Forțele electrodinamice care apar în înfășurări se vor evalua în cele ce urmează cu o metodă care echivalează înfășurările reale cu un sistem simetric și altul asimetric cum se arată în fig. 3.61.

Sistemul simetric este considerat compus din cele două înfășurări formate din bobine cilindrice, coaxiale, de aceeași înălțime și lățime (a_j), nedecalate axial și aceeași solenație (fig. 3. 61 I + II),

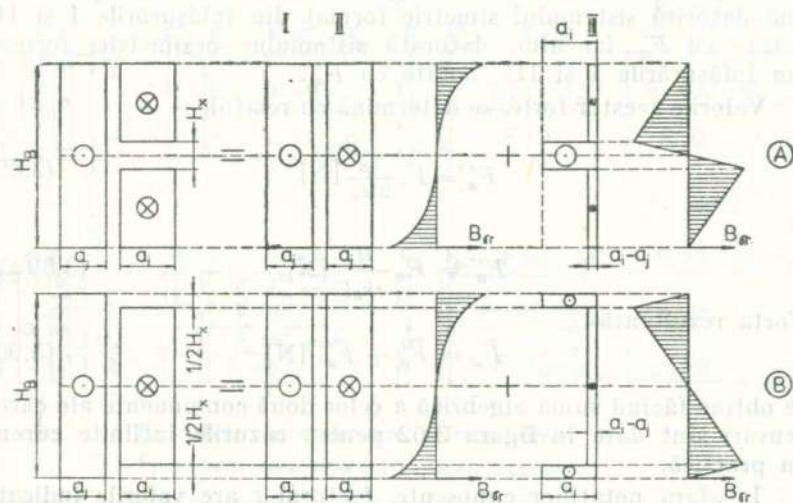


Fig. 3.61. Echivalarea solenațiilor înfășurărilor reale cu disimetrii, cu alte două sisteme fictive de înfășurări și formele corespunzătoare ale cîmpurilor de dispersie :

I + II — sistem simetric ; I + III — sistem nesimetric.

iar sistemul asimetric format din înfășurarea de joasă tensiune și înfășurarea fictivă III, rezultată din plusul de grosime $a_i - a_j$.

Forțele radiale în cele două înfășurări se consideră practic egale, dar de sensuri opuse și se determină cu relația

$$F_{r1} = F_{r2} = 0,628 \left(\frac{I_{km} w}{1000} \right)^2 \frac{l_m}{H_B} [N] \quad (3.87)$$

în care :

$(I_{km} w)$ este solenația înfășurării de joasă sau de înaltă tensiune, corespunzătoare curentului maxim de scurtcircuit

$$I_{km} = 100 \sqrt{2} \frac{I_N}{u_k} (1 + e^{-\pi(u_{k0}/u_{kr})}) [A] \quad (3.88)$$

unde :

I_N este curentul nominal al înfășurării considerate, în A;
 u_k , u_{ka} și u_{kr} — tensiunea de scurtcircuit și cele două componente ale ei, luate în procente.

În relația (3.87), înălțimea bobinei H_B și lungimea medie a spirelor înfășurărilor l_m , au aceleași unități de măsură.

Forțele axiale, considerînd figura 3.61, au două componente : una datorită sistemului simetric format din înfășurările I și II, notate cu F'_a , iar alta, datorată sistemului nesimetric, format din înfășurările I și III, notate cu F''_a .

Valorile acestor forțe, se determină cu relațiile :

$$F_{a1}' = F_r \frac{a_o}{2H_B} [N] \quad (3.89)$$

și

$$F_{a2}'' = F_r \frac{H_s}{rk_R l'} [N]. \quad (3.89 a)$$

Forța rezultantă

$$\bar{F}_a = \bar{F}_a' + \bar{F}_a'' [N] \quad (3.90)$$

se obține făcînd suma algebrică a celor două componente ale căror sensuri sînt date în figura 3.62 pentru cazurile întîlnite curent în practică.

În afara notațiilor cunoscute, factorul r are valorile indicate în figura 3.62, pentru fiecare caz în parte, iar pentru l' se ia lățimea ferestrei F sau distanța de la coloană la cuvă — cea mai mică dintre ele — pentru a da o forță acoperitoare.

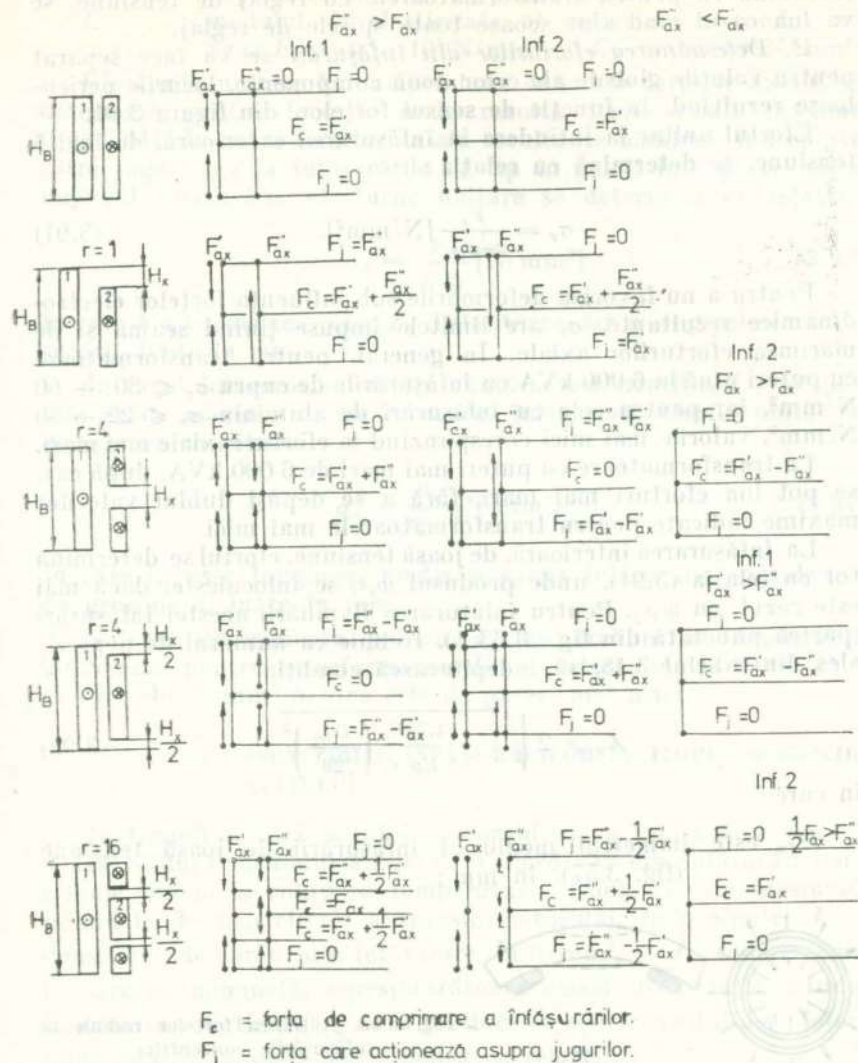


Fig. 3.62. Sensul forțelor axiale pentru diferite forme de disimetrii ale înfășurărilor transformatoarelor și valoarea corespunzătoare a lui r care intervine în relația (3.89 a), pentru fiecare caz.

Forțele axiale se determină pentru disimetria maximă, ceea ce înseamnă că pentru transformatoarele cu reglaj de tensiune, se va lua cazul cînd sînt scoase toate spirele de reglaj.

B. *Determinarea eforturilor din înfășurări* se va face separat pentru valorile globale ale celor două componente, locurile periculoase rezultînd, în funcție de sensul forțelor, din figura 3.61.

Efortul unitar la întindere în înfășurarea exterioară, de înaltă tensiune, se determină cu relația :

$$\sigma_r = \frac{F_r}{2\pi w_i s_i} [\text{N/mm}^2]. \quad (3.91)$$

Pentru a nu favoriza deformările sub influența forțelor electrodinamice rezultante, σ_r are limitele impuse ținînd seama și de mărimea eforturilor axiale. În general, pentru transformatoare cu puteri pînă la 6 000 kVA cu înfășurările de cupru $\sigma_r \leq 30 \div 60 \text{ N/mm}^2$, iar pentru cele cu înfășurări de aluminiu $\sigma_r \leq 22 \div 30 \text{ N/mm}^2$, valorile mai mici corespunzînd la eforturi axiale mai mari.

La transformatoare cu puteri mai mari de 6 000 kVA, după caz, se pot lua eforturi mai mari, fără a se depăși dublul valorilor maxime indicate pentru transformatoarele mai mici.

La înfășurarea interioară, de joasă tensiune, efortul se determină tot cu relația (3.91), unde produsul $w_i s_i$ se înlocuiește, dacă mai este cazul, cu $w_j s_j$. Pentru înlăturarea flambării acestei înfășurări (partea punctată din fig. 3.63 b), trebuie ca numărul de pene Z_p ales din tabelul 3.18, să îndeplinească condiția

$$Z_p \geq 2 \sqrt{1 + \frac{1,75 F_r}{E w_j s_j} \left(\frac{D_{jm}}{2a} \right)^2} \quad (3.92)$$

în care :

D_{jm} este diametrul mediu al înfășurării de joasă tensiune (fig. 3.57), în mm ;

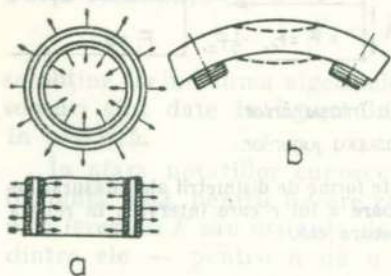


Fig. 3.63. Acțiunea forțelor radiale la înfășurările concentrice:
a - repartiția forțelor; b - deformarea posibilă a înfășurării interioare.

- a — dimensiunea radială a conductorului de secțiune s_j , exprimate în mm, respectiv mm^2 ;
- E — modulul de elasticitate al materialului conductor. Se ia $E_{Cu} = 1,15 \cdot 10^5 \text{ N/mm}^2$ și $E_{Al} = 0,99 \cdot 10^5 \text{ N/mm}^2$.

Eforturile unitare la compresiune datorate forțelor axiale se determină pentru locurile unde rezultă forțe axiale maxime (fig. 3.61). În cazul forțelor axiale rezultante maxime, îndreptate către juguri sau la înfășurările de tip în galeți îndreptate către mijlocul înfășurării, eforturile unitare se determină cu relația :

$$\sigma_a = \frac{F_a}{baZ_d} [\text{N/mm}^2] \quad (3.93)$$

în care b este lățimea celor Z_d distanțoare, iar a — grosimea înfășurării, luate în mm.

În cazul înfășurărilor de tip cilindric sau stratificat, cînd forțele axiale maxime au loc în cadrul înfășurării, efortul unitar se determină cu relația :

$$\sigma_a = \frac{F_a}{l_m a} [\text{N/mm}^2] \quad (3.94)$$

în care l_m este lungimea medie a spirei înfășurării considerate de grosime a , luate în mm.

Valorile determinate pentru σ_a nu trebuie să depășească 20 N/mm^2 pentru transformatoarele cu puteri pînă la 6 000 kVA și $35 \div 40 \text{ N/mm}^2$ pentru cele de puteri mai mari.

3.4.4. ÎNCĂLZIRILE ÎNFĂȘURĂRILOR ÎN TIMPUL SCURT-CIRCUITULUI

În timpul scurtcircuitului se consideră că înfășurarea nu cedează căldură mediului ambiant și pierderile din înfășurări contribuie numai la ridicarea temperaturii. Dacă u_k este tensiunea nominală de scurtcircuit a transformatorului, în procente, J — densitatea de curent din înfășurare, în A/mm^2 , iar ϑ_N temperatura la sarcina nominală, corespunzătoare clasei de izolație, atunci temperatura la timpul t_k de la producerea scurtcircuitului se determină pentru înfășurările de cupru cu relația :

$$\vartheta_k = \frac{670 t_k}{12,5 \left(\frac{u_k}{J} \right)^2 - t_k} + \vartheta_N [^\circ\text{C}] \quad (3.95)$$

și pentru înfășurările din aluminiu, cu relația :

$$\vartheta_k = \frac{670 t_k}{5,5 \left(\frac{u_k}{J} \right)^2 - t_k} + \vartheta_N \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (3.96)$$

Timpii de scurtcircuit, dacă nu sînt impuși, nu pot depăși 5 s, iar limitele temperaturilor nepericuloase, în caz de scurtcircuit, se consideră cele din tabelul 3.25. Dacă se pleacă de la aceste limite, în baza relațiilor (3.95) și (3.96), timpii maximi de scurtcircuit, pentru a se ajunge la 250°C la înfășurările de cupru, se pot evalua cu relația :

$$t_{k250} \approx 2,5 \left(\frac{u_k}{J} \right)^2 \text{ [s]} \quad (3.97)$$

TABELUL 3.25

Limitele temperaturilor înfășurărilor în timpul scurtcircuitului

Mod răcire	Ulei		Aer				
	Cupru	Aluminiu	Cupru		Aluminiu		
Clasa de izolație.	A	A	A	E	B, F, H	A	E, B, F, H
Limita temperaturii [°C].	250	200	180	250	350	180	200

iar pentru a se ajunge la 200°C la înfășurările de aluminiu, cu relația :

$$t_{k200} \approx 0,79 \left(\frac{u_k}{J} \right)^2 \text{ [s]}. \quad (3.98)$$

3.5. DIMENSIONAREA CIRCUITULUI MAGNETIC (DEFINITIV) ȘI CALCULUL MĂRIMILOR LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

3.5.1. CIRCUITUL MAGNETIC (DIMENSIONARE)

A. Determinarea dimensiunilor circuitului magnetic

La transformatoarele normale de putere, înainte de dimensionarea înfășurării se stabiliseră orientativ aria secțiunii coloanei, numărul de trepte și diametrul coloanei (tabelul 3.6). După determinarea dimensiunilor exacte ale înfășurărilor, dimensiuni stabilite abia după verificarea parametrilor de scurtcircuit ceruți

prin temă, se impune definitivarea și dimensionarea completă a circuitului magnetic în vederea determinării mărimilor la funcționarea în gol.

La paragraful 3.2.2 s-au indicat diametrele coloanelor și lățimile tolelor recomandate pe linie CAER, dar pot fi utilizate și alte valori care sînt economice pentru anumite loturi de transformatoare. Avînd diametrul coloanei și lățimile tolelor se pot determina într-o primă etapă grosimile pachetelor de tole și, totodată, numărul de trepte care se poate realiza cu lățimile de tole impuse. În fig. 3.64 se arată cum, la un cerc de rază R , se determină grosimile b_1 , b_2 și b_3 ale pachetelor formate din tole de lățimi a_1 , a_2 și a_3 , prin aplicarea teoremei lui Pitagora.

Numărul de tole de grosime Δ_i (inclusiv izolația) pentru un pachet de grosime b_i , ambele luate în mm, va fi

$$n_{t0} = \frac{b_i}{\Delta_i}. \quad (3.99)$$

Dacă se alege număr par (cînd împachetarea se face cu cîte două tole), grosimea pachetului se recalculează (tot cu relația (3.99)) pentru numărul de tole rotunjit. Cu grosimile b_i ale pachetelor formate din tole de lățime a_i se determină aria netă a secțiunii coloanei extinsă la toate cele n_i trepte :

$$A_c = 2k_{Fe} \sum_{i=1}^{n_i} a_i b_i \text{ [m}^2\text{]} \quad (3.100)$$

unde, coeficientul de izolare și împachetare, k_{Fe} se alege din tabelul 3.5.

Dacă aria A_c astfel determinată este mai mică decît aria necesară pentru obținerea tensiunii pe spiră, pentru înfășurările stabilite, cu inducția în coloană la limita superioară admisă,

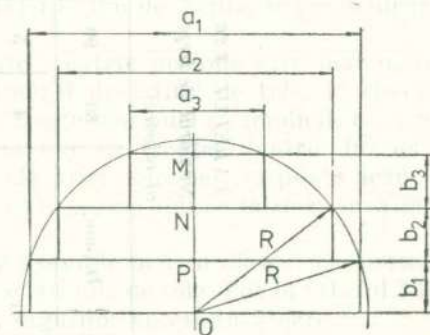


Fig. 3.64. Realizarea unui miez în trei trepte, la un diametru dat $D = 2R$:

$$b_1 = \sqrt{R^2 - (a_1/2)^2}; \quad b_2 = ON - b_1 \\ \text{iar } ON = \sqrt{R^2 - (a_2/2)^2}; \quad b_3 = OM - (b_1 + b_2), \text{ iar } OM = \sqrt{R^2 - (a_3/2)^2}.$$

TABELUL 3.26

Numărul de trepte n_t și grosimile b_t ale pachetelor de tole de lățimi a_t corespunzătoare unui diametru D al coloanei

D [mm]	80	90	100	110	125	140	160	180	200	220	240	260	280	300
n_t	4	5	6	6	6	6	6	6	7	8	8	8	8	8
A_e [cm ²]	43,3	56,7	72,0	86,2	112,3	141,5	183,5	232,8	288,4	353,0	419,6	490,6	570,9	657,2
A_f [cm ²]	44,8	58,2	73,2	89,7	115,3	144,0	188,3	237,6	296,2	360,5	430,1	507,1	591,1	675,2
a_{max} [mm]	55	55	55	65	65	65	85	95	120	120	135	155	175	175

Notă : a_{max} este lățimea ultimei trepte a jugului

TABELUL 3.26 (continuare)

D [mm]	80	90	100	110	125	140	160	180	200	220	240	260	280	300
a_t [mm]	b_t [mm]													
40	5	5	4	7	6	5	—	—	—	—	—	—	—	—
55	6	4	4	—	—	—	7	—	—	—	—	—	—	—
65	9	6	5	4	7	7	—	8	—	—	—	—	—	—
75	14	10	7	6	—	—	—	—	7	7	—	—	—	—
85	—	15	10	7	6	9	7	—	—	—	—	—	—	—
95	—	—	16	11	6	—	—	9	—	—	6	—	—	—
105	—	—	—	16	16	10	7	—	5	4	—	6	7	6
120	—	—	—	—	18	17	10	8	6	5	5	9	—	—
135	—	—	—	—	—	19	23	13	11	9	8	—	13	12
155	—	—	—	—	—	—	20	25	15	12	9	8	—	—
175	—	—	—	—	—	—	—	21	26	15	12	10	9	18
195	—	—	—	—	—	—	—	—	22	28	17	13	11	—
215	—	—	—	—	—	—	—	—	—	23	19	13	9	8
230	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	34	25	17	13
250	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	35	26	18
270	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	37	37
295	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	28

Notă : Grosimile b_t ale pachetelor sînt date pentru o jumătate de coloană.

atunci se impune mărirea diametrului coloanei cu o valoare care să se încadreze în limitele distanței a_{0j} de la miez la înfășurarea de joasă tensiune, apoi, cu aceleași lățimi de trepte, se recalculează grosimile lor ș.a.m.d.

Dacă aria calculată cu toate treptele posibile este mai mare, în acest caz se micșorează numărul de lățimi de tole, în special cele la care rezultau grosimi de trepte mai mici și, implicit, coloana se realizează cu un număr mai mic de trepte. Pentru diferențe mai mici, în plus sau minus, ale ariei coloanei, se poate scădea, respectiv crește numărul de tole ale pachetului cu lățimea maximă, ajungîndu-se la aria dorită.

În tabelul 3.26 se dau unele exemple pentru diametrele normalizate cînd nu sînt utilizate toate lățimile de tole. Tot în tabelul 3.26 se dau secțiunile coloanelor și jugurilor corespunzătoare.

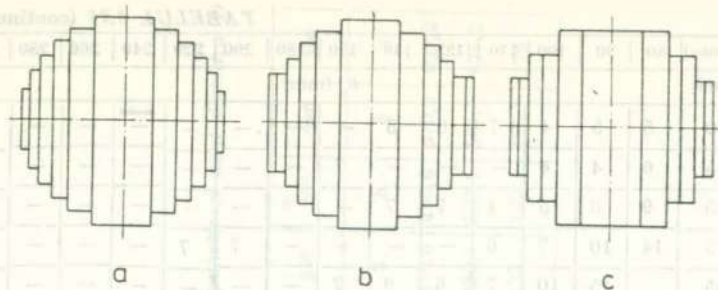


Fig. 3.65. Forme de secțiuni ale jugurilor :

a — jugul are același număr de trepte ca și coloana; b — ultimele două trepte ale jugului au lățimea treptei mai late; c — jug cu număr redus de trepte, prin înjumătățire.

Jugurile întreșute ale transformatoarelor sînt, în general, de tip simetric, în trepte (fig. 3.65). La miezurile din tablă laminată la rece, treptele jugurilor se pot realiza din aceleași lățimi de tole ca și coloanele, cu excepția ultimilor două-trei trepte care se fac din aceeași lățime pentru mărirea suprafeței de strîngere a jugurilor. În tabelul 3.26 se indică și lățimea ultimei trepte a jugului.

Creșterea secțiunii jugurilor cu 5 pînă la 15% se utilizează, în special, acolo unde jugul are un număr mai redus de trepte, față de cel al coloanei sau cînd se lucrează cu solicitări mari ale circuitului magnetic și se urmărește diminuarea nesimetriei curenților la funcționarea în gol. În acest caz, secțiunile treptelor și jugurilor se iau, pe cît posibil, proporționale cu secțiunile corespunzătoare ale coloanelor, lățimile fiind tot din cele normalizate. În felul acesta se determină atît dimensiunile geometrice ale secțiunilor coloanelor și jugurilor, cît și ariile lor nete cu ajutorul cărora se determină inducțiile reale în coloană și jug :

$$B_c = \frac{U_w}{\sqrt{2} \pi f A_c} [T]; \quad B_j = B_c \frac{A_c}{A_j} [T], \quad (3.101)$$

unde, tensiunea pe spiră U_w se ia în V, frecvența f în Hz, iar ariile A_c și A_j în m^2 .

Înălțimea coloanei se determină luînd ca bază înălțimea bobinelor H_B și distanțele de izolație de la bobină la juguri și anume :

$$H = H_B + l_{oi} + l'_{oi} \quad [mm] \quad (3.102)$$

unde, pentru transformatoarele fără inele metalice de preșare, distanțele de la înfășurare la cele două juguri sînt egale, $l_{oi} = l'_{oi}$ și se aleg din tabelul 3.1 sau 3.2.

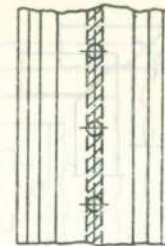


Fig. 3.66. Slăbirea secțiunii active a miezului din tablă laminată la rece cu cristale orientate (partea hașurată), datorită găurilor pentru buloanele de strîngere.

La transformatoarele cu axele coloanelor într-un plan, distanța între axe este (fig. 3.4 și fig. 3.57) :

$$C = D_{i2} + a_{ii} \quad [mm] \quad (3.103)$$

iar lățimea ferestrei (fig. 3.4 și fig. 3.64)

$$F = C - a_1 = C - D + 2a_{of} = 2(a_{of} + a_j + a_{ji} + a_i) + a_{ii} \quad [mm]. \quad (3.104)$$

B. Asamblarea și montarea miezurilor diferă după tipul de tole utilizat și după schema aleasă pentru circuitul magnetic (v. paragraful 3.1.3 și paragraful 3.2.1).

Din punct de vedere magnetic, ar fi cel mai avantajos dacă s-ar putea evita în coloane și juguri găurile pentru buloane sau alte dispozitive de strîngere. Aceste găuri micșorează secțiunea efectivă a fierului (fig. 3.66) și provoacă o creștere a pierderilor și a curentului la funcționarea în gol. Practic, transformatoarele cu puteri pînă la 2000 kVA se realizează fără buloane de strîngere a jugurilor și coloanelor, iar la puteri mai mari strîngerea se face prin sisteme care nu necesită găurirea tolelor (chingi, sisteme de rame etc.) [3], [5].

În cazul utilizării tablei laminate la rece cu cristale orientate, nu se mai recomandă îmbinarea la 90° , deoarece acest sistem conduce la creșterea pierderilor în fier cu $55 \div 60\%$. Ca sisteme de asamblare sînt utilizate cele sub unghi de 45° sau de $45^\circ \pm 15^\circ$, sisteme care conduc la creșterea pierderilor în fier cu cel mult $17,5\%$. În figura 3.67 se dau diferite moduri de asamblare prin țesere a tolelor laminate la rece, iar în figura 3.68, modul de realizare a miezurilor trifazate.

Dimensionarea tolelor tuturor treptelor circuitului magnetic se face plecînd de la dimensiunile de bază ale circuitului magnetic (H , F și lățimile pachetelor de tole) și de la suprapunerea admisă la îmbinări între tolele a două straturi succesive.

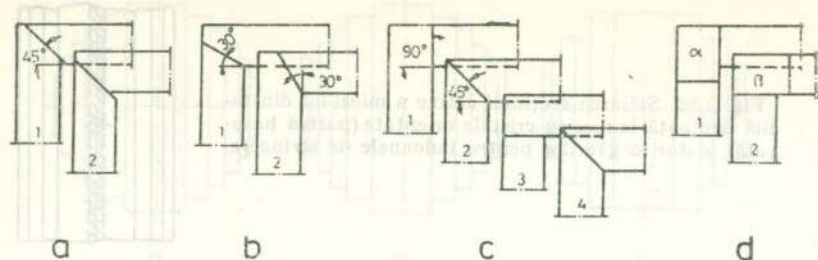


Fig. 3.67. Moduri de asamblare prin țesere a tolelor din tablă laminată la rece cu cristale orientate:

a — asamblare sub un unghi de 45°; b — asamblare sub un unghi de 30°; c — asamblare prin țesere mixtă de 45° și 90°; d — asamblare prin țesere combinată, cu tablă laminată la cald (porțiunile α și β).

Asamblarea prin țesere sub un unghi diferit de 90° dă o construcție slabă și sistemul de stringere fără buloane trebuie conceput astfel încât să preia toate eforturile mecanice, iar miezul să aibă numai rolul de circuit magnetic.

C. Masa miezului magnetic se calculează pe porțiuni caracterizate de valoarea inducției și de direcția de magnetizare în acele porțiuni. În acest sens, se vor determina masele coloanelor, ale colțurilor și ale jugurilor, pornind de la dimensiunile pachetelor

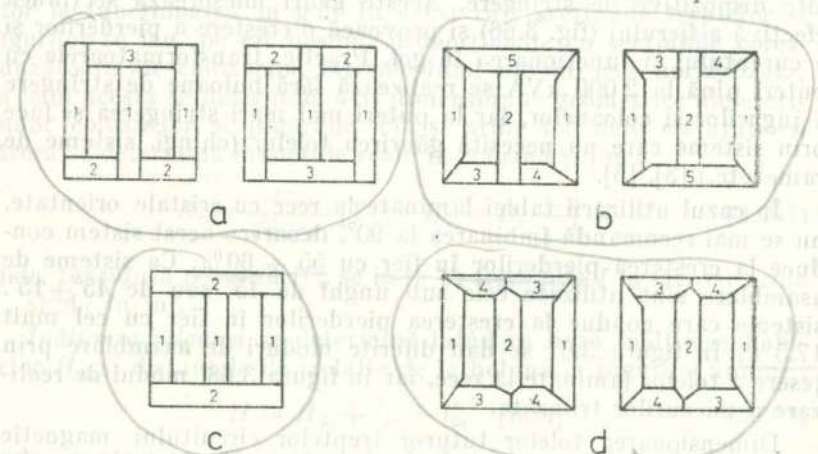


Fig. 3.68. Sisteme de impachetare a miezurilor transformatoarelor trifazate cu trei coloane:

a, b și d — două straturi succesive de tole, ale miezului; c — cu întrefier parazit.

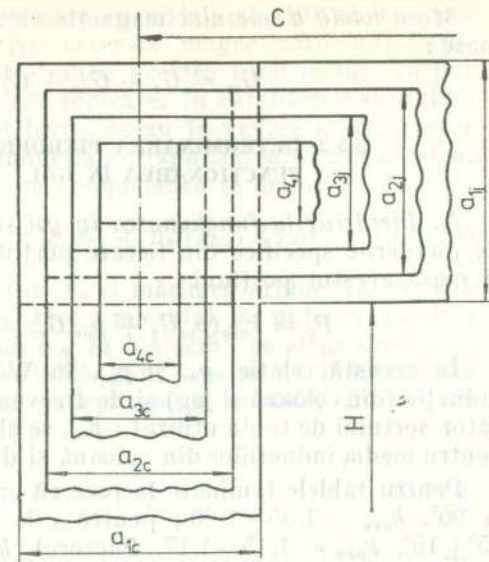


Fig. 3.69. Vedere a unui colț lateral din cadrul unui miez cu secțiunile coloanelor și jugurilor formate din cîte patru trepte.

fiecărei trepte în parte. Cu aceste precizări, în cazul unui miez cu c coloane active, deci $2c$ colțuri și $2(c-1)$ juguri, rezultă:

$$\text{masa coloanelor se determină cu relația (fig. 3.69):}$$

$$G_c = 2ck_{Fe}\gamma_{Fe} \cdot 10^{-9} [Ha_{1c}b_{1c} + (H + a_{1j} - a_{2j})a_{2c}b_{2c} + (H + a_{1j} - a_{3j})a_{3c}b_{3c} + \dots + (H + a_{1j} - a_{ncj})a_{nc}b_{nc}] \quad [\text{kg}]; \quad (3.105)$$

masa colțurilor cu relația:

$$G_{co} = 4ck_{Fe}\gamma_{Fe} \cdot 10^{-9} [a_{1c}b_{1c}a_{1j} + a_{2c}b_{2c}a_{2j} + \dots + a_{nc}b_{nc}a_{nj}] \quad [\text{kg}]; \quad (3.106)$$

masa jugurilor cu relația:

$$G_j = 4(c-1)k_{Fe}\gamma_{Fe} \cdot 10^{-9} [(C - a_{1c})a_{1j}b_{1j} + (C - a_{2c})a_{2j}b_{2j} + \dots + (C - a_{nc})a_{nj}b_{nj}] \quad [\text{kg}], \quad (3.107)$$

în care dimensiunile treptelor se iau în cm, iar $\gamma_{Fe} = 7650 \text{ kg/m}^3$, pentru tablă laminată la rece.

În relațiile (3.105), (3.106) și (3.107) și în conformitate cu figura 3.69, lățimile treptelor coloanelor s-au notat cu $a_{1c}, a_{2c}, \dots, a_{nc}$, cele ale jugurilor cu $a_{1j}, a_{2j}, \dots, a_{nj}$, iar grosimile corespunzătoare pachetelor cu $b_{1c}, b_{2c}, \dots, b_{nc}$, respectiv $b_{1j}, b_{2j}, \dots, b_{nj}$. Factorul k_{Fe} se alege din tabelul 3.5.

Masa totală a miezului magnetic va fi dată de suma celor trei mase :

$$G_m = G_e + G_{eo} + G_j \quad [\text{kg}]. \quad (3.108)$$

3.5.2. DETERMINAREA PIERDERILOR ȘI A CURENTULUI LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

A. Pierderile la funcționarea în gol se determină ținând seama de pierderile specifice din fiecare porțiune a circuitului magnetic și masa acestor porțiuni

$$P_0 = k_{0Fe}(p_{0e}G_e + p_{0eo}G_{eo} + p_{0j}G_j) \quad [\text{W}]. \quad (3.109)$$

În această relație, p_{0e} și p_{0j} , în W/kg se aleg în funcție de inducție (din coloană și jug) și de frecvență, din anexa 9 corespunzător sortului de tablă utilizat; p_{0eo} se alege din aceeași anexă, dar pentru media inducțiilor din coloană și din jug.

Pentru tablele laminate la rece cu cristale orientate, îmbinate la 90° , $k_{0Fe} = 1,55-1,60$; pentru cele îmbinate la 45° sau la $45^\circ \pm 15^\circ$, $k_{0Fe} = 1,15-1,17$. Factorul k_{0Fe} depinde foarte mult în primul rând de procesele tehnologice aplicate, apoi de numărul de trepte ale jugului față de coloană, de numărul de tole suprapuse la un ciclu de împachetare, de sistemul de strângere a miezului și de valoarea presiunii de strângere, de modul și calitatea recoacerii tolelor etc. Toate acestea mai pot duce la creșterea lui k_{0Fe} cu încă 10–15%.

Pierderile la funcționare în gol determinate cu relația (3.109) vor trebui să nu depășească valoarea impusă prin temă cu mai mult de jumătate din toleranța admisă, dar nici să nu fie cu mai mult de 10% sub valoarea nominală impusă.

Valorile prea mari se pot micșora în special prin micșorarea inducției în juguri, iar valorile prea mici, în concordanță cu valoarea curentului de mers în gol, se vor mări prin creșterea inducției în coloană și/sau în juguri.

B. Puterea reactivă necesară magnetizării miezului se determină cu relația

$$Q_0 = k_{0\mu}(q_{0e}G_e + q_{0eo}G_{eo} + q_{0j}G_j) \quad [\text{VAR}] \quad (3.110)$$

în care q_{0e} și q_{0j} , în VAR/kg se determină din anexa 10, pentru sortul de tablă utilizat cunoscând inducția reală (din coloană și jug) iar q_{0eo} din aceeași anexă, dar pentru media inducțiilor din coloană și din jug. Factorul $k_{0\mu} = 1,25-1,30$ pentru îmbinările la 90° și $k_{0\mu} = 1,05-1,12$ la cele îmbinate la 45° sau $45^\circ \pm 15^\circ$.

Calculul puterii de magnetizare cu relația (3.110) nu mai necesită calculul puterii reactive necesare magnetizării întrefierurilor la execuțiile cu tole întrefesute, acestea fiind incluse în puterile specifice luate din figurile indicate. În cataloagele de table, unde nu este specificat acest lucru, se au în vedere ariile acestor întrefieruri, numărul lor și inducția corespunzătoare prin acestea. În acest caz, relația (3.110) se completează și devine :

$$Q_0 = k_{0\mu}(q_{0e}G_e + q_{0eo}G_{eo} + [q_{0j}G_j + n_8 A_8 q_{08}]) \quad [\text{VAR}], \quad (3.111)$$

în care, numărul de întrefieruri n_8 și mărimea ariilor A_8 , rezultă din procesul tehnologic de realizare a miezului, iar puterea specifică de magnetizare a întrefierului q_{08} , în VAR/cm², se alege din curbe sau tabele pentru sortul de tablă dat, funcție de inducția din întrefier B_8 care trebuie să îndeplinească condiția conservării fluxurilor, adică

$$B_8 = B_e \frac{A_e}{A_8} \quad [\text{T}]. \quad (3.112)$$

C. Curentul la funcționarea în gol se determină cu relația (în unități relative sau procente) :

$$i_0 = \sqrt{i_{0a}^2 + i_{0r}^2} \quad [\%] \quad (3.113)$$

unde, cu valorile din relațiile (3.109) și (3.110) sau (3.111) se determină :

$$i_{0a} = \frac{P_0}{10S_N} [\%] \quad \text{și} \quad i_{0r} = \frac{Q_0}{10S_N} [\%] \quad (3.114)$$

în care, pierderile P_0 se iau în W, puterea de magnetizare Q_0 în VAR, iar puterea nominală a transformatorului S_N , în kVA.

Curentul i_0 are toleranțe mai mari, putînd depăși chiar cu 30% valoarea dată prin temă.

3.6. CALCULUL CARACTERISTICILOR DE FUNCȚIONARE

La un transformator de putere utilizat în rețelele de distribuție, se predetermină, prin calcul, caracteristicile externe și cele ale randamentului. Alte caracteristici se mai pot determina prin metodele grafo-analitice cunoscute.

3.6.1. CARACTERISTICILE EXTERNE

Se pot determina atât în valori absolute, cât și în valori relative. În practică se utilizează caracteristica variației tensiunii secundare, în procente, în funcție de valoarea relativă a curentului, când tensiunea primară și factorul de putere al sarcinii sunt constanți, adică :

$$\Delta u_2(\%) = \frac{U_{sc} - U_2}{U_{20}} \cdot 100 = f\left(\frac{I_2}{I_{2N}}\right), \text{ la } U_1 = \text{ct și } \cos \varphi_2 = \text{ct.} \quad (3.115)$$

Relația de calcul a lui Δu_2 , în funcție de $\beta = I_2/I_{2N}$ este :

$$\Delta u_2(\%) = \beta(u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kr} \sin \varphi_2) + \frac{\beta^2}{200}(u_{kr} \cos \varphi_2 - u_{ka} \sin \varphi_2)^2, \quad (3.116)$$

unde componentele tensiunii de scurtcircuit, u_{ka} și u_{kr} , sunt în procente.

Dacă nu se indică prin temă factorul de putere, atunci se determină caracteristicile pentru $\cos \varphi_2 = 1$, $\cos \varphi_2 = 0,7$ ind și $\cos \varphi_2 = 0,7$ capacitiv.

3.6.2. CARACTERISTICILE RANDAMENTULUI

Se determină tot pentru tensiunea primară și factorul de putere al sarcinii, constante folosind relația

$$\eta = \frac{\beta S_N \cos \varphi_2}{\beta S_N \cos \varphi_2 + \beta^2 P_{wN} + P_0}, \quad (3.117)$$

la $U_1 = \text{ct}$ și $\cos \varphi_2 = \text{ct}$ (P_{wN} , sînt pierderile în înfășurări la sarcină nominală).

Valoarea maximă a randamentului, la factorul de putere dat al sarcinii, se realizează atunci cînd pierderile în fier P_0 sînt egale cu pierderile în înfășurările transformatorului, adică :

$$P_0 = \beta_m^2 P_{wN} \quad [\text{W}]. \quad (3.118)$$

De obicei, randamentul trebuie să fie maxim pentru gradul de încărcare cel mai des întîlnit în funcționarea transformatorului.

La seria unitară de transformatoare cu puteri pînă la 1 600 kVA, realizată la noi în țară, β_m este cuprins între 0,38 și 0,475.

Capitolul

4

Cuva, accesoriile și calculul termic al transformatorului

4.1. CUVA TRANSFORMATORULUI

Cuva transformatorului se alege mai întîi ca tip constructiv, apoi se dimensionează elementele ei pentru a asigura evacuarea pierderilor produse în transformator.

4.1.1. TIPURILE CONSTRUCTIVE DE CUVE ȘI ELEMENTELE LOR DE BAZĂ

După necesitățile de evacuare a pierderilor produse în transformator și de posibilitățile tehnologice de realizare la un cost cît mai redus, se pot utiliza cuve cu pereți netezi, cu pereți onduțați, cu țevi și cu baterii de răcire suflate cu aer sau răcite cu apă.

A. Cuvele cu pereți netezi sînt utilizate la transformatoarele în ulei cu puteri pînă la 20 kVA.

Grosimea tablei pentru pereți depinde de mărimea cuvei și variază între 2 și 2,5 mm. La cuvele dreptunghiulare, pentru rigidizarea pereților se pot utiliza nervuri sudate sau presate.

Capacul și fundul cuvei se realizează din tablă groasă de 3 pînă la 4 mm. Cînd fundul este rigidizat de axe ale șasiului, se poate micșora grosimea pînă la cea a pereților.

Pentru a evita încărcarea pereților cuvei, partea decuvabilă trebuie să se sprijine pe fundul cuvei.

B. Cuvele cu pereți din tablă onduțată sînt utilizate la transformatoarele în ulei cu puteri de la 20 kVA la 1 600 kVA, în limita posibilităților de cedare către mediul ambiant a pierderilor din transformator.

Grosimile tablelor folosite în mod obișnuit la realizarea cuvelor ondulate sînt date în tabelul 4.1.

TABELUL 4.1

Grosimile, în mm, pentru tablele utilizate la realizarea cuvelor cu pereți undulați, funcție de puterea S_N a transformatorului

S_N [kVA]	50—100	125—250	315—630	800—1 600
Pereți laterali	0,75—1,0	1,0—1,5	1,5	2,0
Capac	4—5	5—6	6—8	10
Fund	3—4	4—5	5—6	5—6

Ondulele pot fi de formă trapezoidală sau dreptunghiulară (fig. 4.1). Forma dreptunghiulară se recomandă ca mai eficientă, avînd canalele cu aer mai largi. Pasul t al undulelor este cuprins între 40 și 60 mm, înălțimea g a undulelor între 50 și 300 mm, iar la cele dreptunghiulare, canalul de ulei se alege între 4 și 12 mm.

Ondulele fiind realizate din tablă subțire, pentru creșterea rigidității cuvei, se folosesc una sau două centuri formate din platbande sudate de virfurile undulelor. În cazul undulelor de înălțimi mari (200—300 mm), în afara centurilor se mai pun distanțoare de tablă (fig. 4.2).

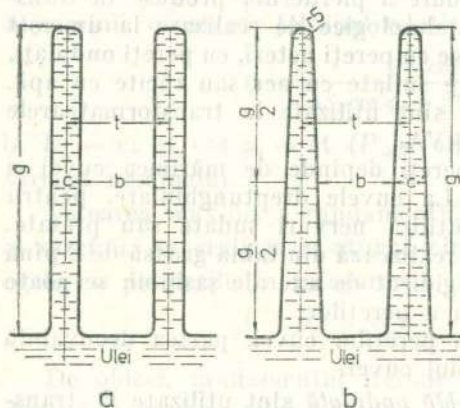


Fig. 4.1. Formele caracteristice de undule:
a — formă dreptunghiulară; b — formă trapezoidală.

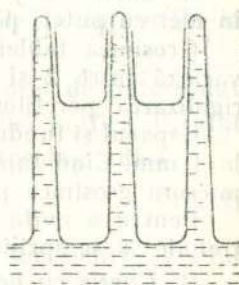


Fig. 4.2. Ondule de înălțime mare, cu rigidizare.

La calculul termic, după determinarea dimensiunilor interioare a cuvelor, se pleacă de la $g = 300$ mm și $t = 50$ mm apoi se scade g corespunzător pentru a se ajunge la căderea de temperatură dorită între cuvă și aer.

C. Cuvele cu țevi rotunde sau ovale sînt utilizate la transformatoarele în ulei cu puteri de la 25 kVA la 10 MVA.

Cuvele cu țevi au o rezistență mecanică mai mare decît cele realizate din tablă ondulată și la aceeași cantitate de ulei, cu aria suprafețelor de răcire mai mare, fără a avea o greutate totală mai mică, deoarece țevile au încă o grosime mare.

Date orientative privind grosimile tablelor din care se realizează pereții, fundul și capacul cuvei, se dau în tabelul 4.2.

TABELUL 4.2

Date cu privire la cuvele cu țevi

S_N [kVA]	Număr rînduri țevi	Grosimea [mm]		
		perete	fund	capac
20— 50	1	1,5—2,0	3	4—5
75— 200	1—2	2,0—2,5	3—4	5—6
250— 500	3—4	2,5—3,5	4—5	6—8
630—1 000	4—5	3,0—4,0	5—6	10
>1 000	5—6	4,0—5,0	8—10	12

Țevile utilizate au diametrele exterioare între 30 mm și 50 mm, cu grosimile pereților cuprinse între 1 mm și 1,5 mm. Țevile rotunde sînt, adesea, ovalizate pentru reducerea cantității de ulei la aceeași suprafață de răcire. Astfel, țevile cu diametrul de 51 mm, după ovalizare, au dimensiunile de 72×20 mm. În tabelul 4.3 se dau principalele caracteristici ale țevilor utilizate în U.R.S.S. la construcția transformatoarelor.

TABELUL 4.3

Date privind țevile rotunde și ovale utilizate în U.R.S.S. la sistemele de răcire ale serilor normale de transformare (datele se referă la lungimea de 1 m a țevii)

Forma țevii	Dimensiuni transversale [mm]	Aria secțiunii [cm ²]	Aria laterală [m ² /m]	Masa în kg la 1 m lungime	
				metal	ulei
Rotundă	$\varnothing 30/\varnothing 27,6$	6,0	0,0942	0,845	0,54
Ovală	$\varnothing 51/\varnothing 48$	18,1	0,16	1,82	1,63
	$72 \times 20/69 \times 17$	8,9	0,16	1,82	0,79

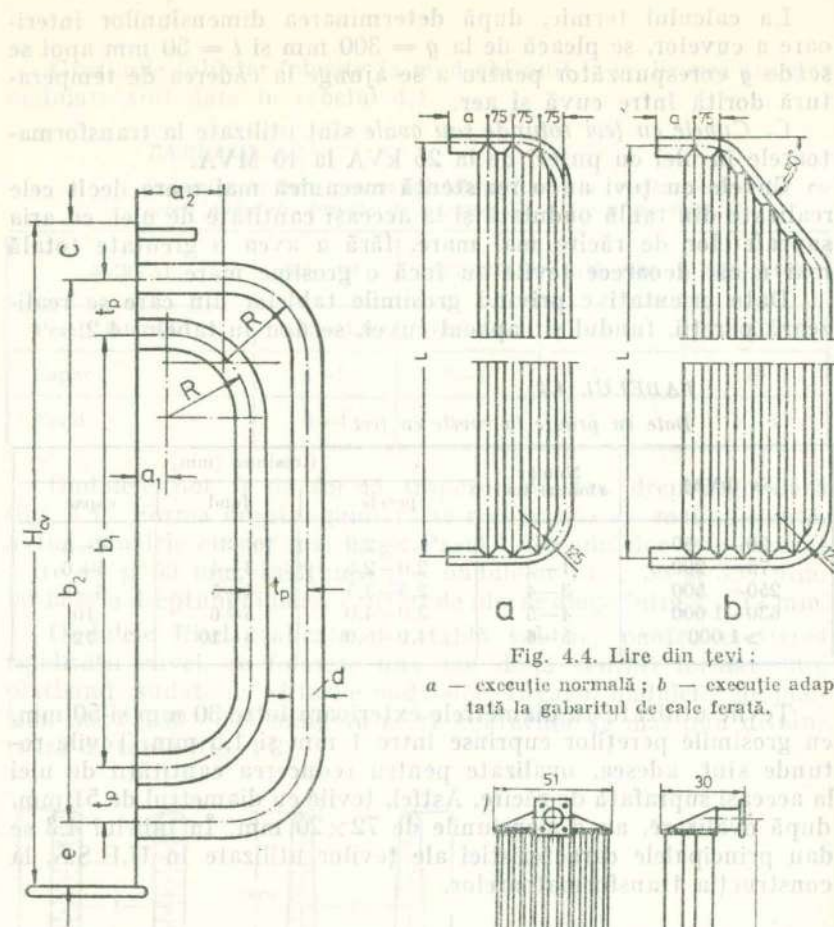


Fig. 4.3. Poziționarea țevilor pe cuvă.

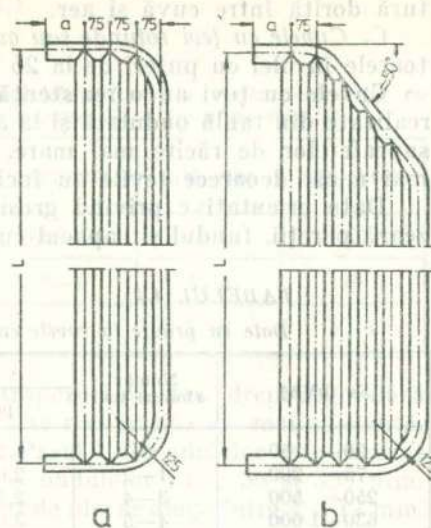


Fig. 4.4. Lire din țevi:
a — execuție normală; b — execuție adaptată la gabaritul de cale ferată.

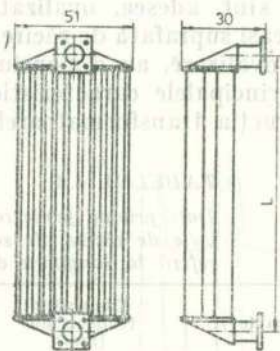


Fig. 4.5. Radiatoare cu țevi drepte. Dimensiunile sînt în cm.

Cuvele cu țevile prinse direct pe pereți se pot realiza pînă la maximum șase rinduri, modul de așezare a lor fiind reprezentat în figura 4.3, iar principalele date privind poziționarea lor pentru o răcire eficientă, sînt date în tabelul 4.4.

TABELUL 4.4

Date privind realizarea cuvelor cu țevi prinse direct pe pereți. Notațiile sînt cele din figura 4.3. Dimensiunile sînt în mm

Dimensiuni țevă	ø 51	ø 30	ovală 72 x 20
R	150	150	188
t	70	50	50
t_p	75	55	100
a_1	50—80		60—100
e_{min}	60—120		70—130
e_{max}	70—130		80—140

Notă: $a_2 = a_1 + t_p$; $a_3 = a_1 + 2t_p$;
 $a_n = a_1 + (n - 1)t_p$;
 $b_n = H_{cv} - c - e$; $b_{n-1} = b_n - 2t_p$;
 $b_{n-2} = b_{n-1} - 2t_p$.

Realizarea cuvelor cu țevile prinse direct pe pereți necesită o muncă destul de mare, fiecare țevă fiind separat, îndoită montată și sudată pe peretele cuvei. De aceea, s-a trecut la cuvele cu lire din țevi (fig. 4.4), care necesită un număr redus de orificii în pereții cuvei, iar lirele pot fi realizate separat, ca subansamble normalizate. Lirele pot avea două pînă la opt rinduri de țevi drepte, distanțele de montare pe cuvă fiind aceleași ca la țevi (tabelul 4.4).

Cuvele cu radiatoare din țevi rotunde sau ovale, sub formă de baterii, au luat o răspîndire și mai mare, datorită avantajelor tehnologice de realizare. În figura 4.5 și figura 4.6 sînt date două modele de radiatoare, iar în tabelele 4.5 și 4.6 sînt prezentate datele de bază ale acestor radiatoare.

Radiatoarele cu țevi drepte (fig. 4.5) sînt formate din două rinduri de cîte zece țevi (72 x 20 mm) și se folosesc la transformatoare cu puteri de la 100 la 6 300 kVA.

TABELUL 4.5

Datele de bază ale radiatoarelor cu țevi drepte, reprezentate în figura 4.5

L [cm]	S_{cr} [m ²]	G_{fer} [kg]	G_u [kg]
71	1,98	52,6	28,6
90	2,60	59,5	31,6
115	3,40	68,6	35,6
140	4,20	77,6	39,5
161,5	4,88	85,5	42,9
180	5,48	92,3	45,8
200	6,10	99,5	49,0
220	6,75	106,8	52,2
240	7,40	114	55,3

Notă: S_{cr} — aria de convecție a țevilor; G_{fer} — masa fierului radiatorului; G_u — masa uleiului din radiator. Aria de convecție a celor două colectoare de ulei se ia $S_{ec} \approx 0,4 \text{ m}^2$.

TABELUL 4.6

Datele de bază ale radiatoarelor cu țevi îndoite, reprezentate în figura 4.6

L [cm]	Radiator simplu			Radiator dublu		
	S_{cr} [m ²]	G_{fer} [kg]	G_u [kg]	S_{cr} [m ²]	G_{fer} [kg]	G_u [kg]
188	11,45	205	161	22,9	380	276
200	12,1	215	169	24,15	401	291
228,5	13,55	236	184	27,05	442	321
248,5	14,55	249	194	29,1	468	341
268,5	15,6	264	204	31,15	499	362
300	17,2	285	219	34,35	540	393
325	18,45	302	232	36,9	575	418
375	21,0	337	258	42	644	469
400	22,3	352	269	44,6	675	492
425	24,6	373	284	47,2	716	521

Notă: S_{cr} — aria de convecție a țevilor; G_{fer} — masa fierului radiatorului; G_u — masa uleiului din radiator. Aria de convecție a colectoarelor radiatorului simplu este $S_{ec} \approx 0,72 \text{ m}^2$, iar a celui dublu $S_{ec} \approx 0,66 \text{ m}^2$.

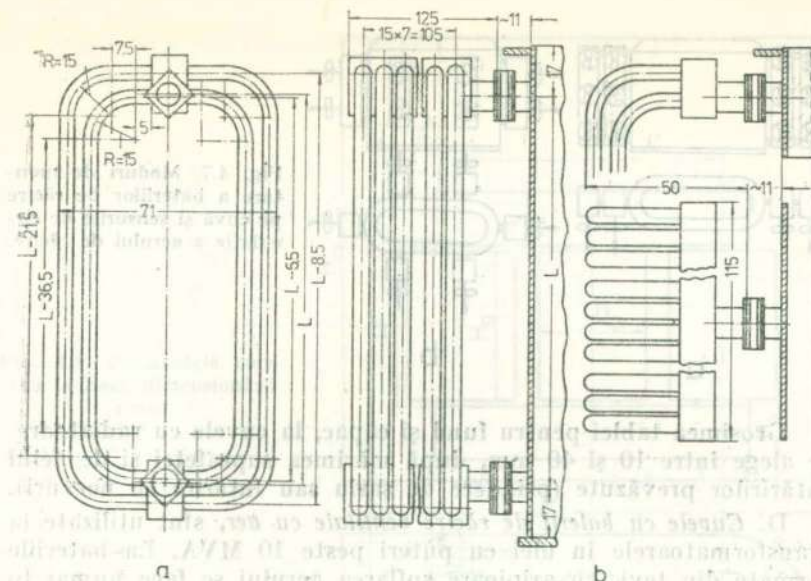


Fig. 4.6. Radiatoare cu țevi îndoite. Dimensiunile sînt în cm.

Radiatoarele cu țevi îndoite pot fi simple (fig. 4.6 a) și sînt formate din $2 \times 16 = 32$ țevi (două rînduri a 16 țevi) sau duble (fig. 4.6 b) cînd au $2 \times 2 \times 16 = 64$ țevi (patru rînduri a 16 țevi). Aceste tipuri de radiatoare au o tehnologie mai complicată decît cele cu țevi drepte, dar prezintă avantajul unei eficiențe mai mari sub aspectul răcirii, aerul putînd circula mai ușor.

Radiatoarele cu țevi îndoite sînt utilizate la transformatoare mai mari, de la 2 500 kVA la 63 000 kVA.

La transformatoarele mici, radiatoarele cu țevi drepte pot fi fixate prin sudură pe pereți. Grosimile peretilor cuvelor cu radiatoare se dau, ținînd seama de mărimea cuvei, în tabelul 4.7. La cuvele mai mici, grosimile peretilor se dau în tabelul 4.2.

TABELUL 4.7

Grosimea pereților cuvelor cu radiatoare, în funcție de mărimea cuvelor

Grosimea peretelui [mm]	Dimensiunile transversale ale cuvei [m]	Înălțimea cuvei [m]
5	$0,7 \times 2 - 1,0 \times 2,8$	2,2—2,8
6	$1,0 \times 2,5 - 1,45 \times 4,1$	2,5—3,1
8	$1,5 \times 4,0 - 2,3 \times 5,1$	3,0—3,9
10	$2,3 \times 5,0 - 2,8 \times 6,0$	3,8—4,5

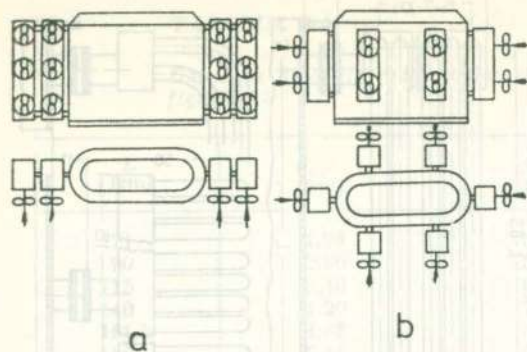


Fig. 4.7. Moduri de montare a bateriilor de răcire pe cuvă și sensurile de circulație a aerului de răcire.

Grosimea tablei pentru fund și capac, la cuvele cu radiatoare, se alege între 10 și 40 mm, după mărimea suprafeței și de felul întăririlor prevăzute (prindere de șasiu sau întărire cu nervuri).

D. *Cuvele cu baterii de răcire ventilate cu aer*, sînt utilizate la transformatoarele în ulei cu puteri peste 10 MVA. La bateriile formate din țevi, cu aripioare suflarea aerului se face numai în sens transversal, iar la bateriile formate din elemente de tablă, suflarea aerului se poate face și în sens longitudinal. În toate cazurile, nu se admite ca suflarea să se facă de sus în jos. În figura 4.7 sînt indicate diferite moduri de montare a bateriilor de răcire ale unui transformator și sensurile de circulație ale aerului de răcire. La transformatoarele care au circulație forțată a uleiului, bateriile de răcire pot fi plasate și separat, în concordanță cu spațiul disponibil.

Bateriile răcite cu apă sînt utilizate numai la transformatoarele de putere mare, cu circulație forțată a uleiului și care necesită o cedare, intensă de căldură.

Sub aspectul eficienței răcirii, bateriile răcite cu apă sînt avantajoase, dar prezintă dificultăți în exploatare în ceea ce privește etanșările și impuritățile apei, care se depun pe elementele bateriei.

4.1.2. FORMA INTERIOARĂ A CUVEI ȘI DIMENSIUNILE EI

A. *Forma interioară a cuvei* poate fi dreptunghiulară la transformatoare cu puteri pînă la 200 kVA și ovală la orice putere, deoarece conduce la cantități mai mici de ulei și la un consum mai mic de metal. În schimb, cuvele ovale prezintă unele dezavantaje legate de realizarea pereților ovali.

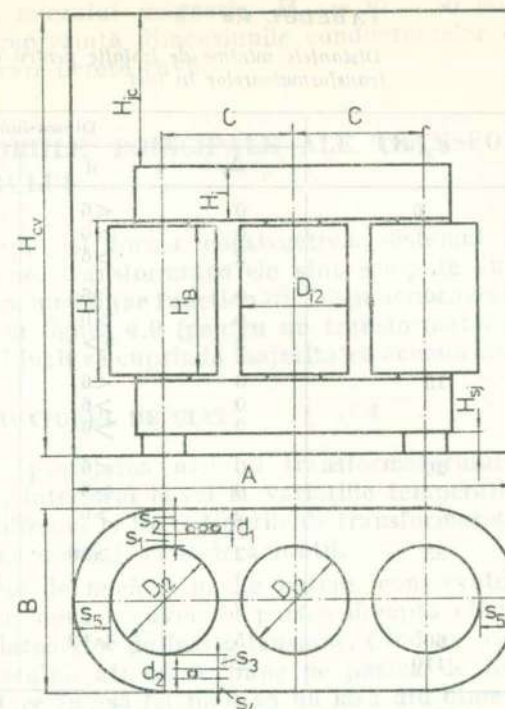


Fig. 4.8. Elementele care stau la baza dimensionării cuvei.

Grosimea pereților, a fundului și a capetului cuvei depind atît de mărimea cuvei, cît și de tipul constructiv de cuvă, cum s-a arătat la paragraful 4.1.1.

B. *Dimensiunile interioare ale cuvei*, depind de puterea și de tensiunea înaltă a transformatorului. Pentru transformatoarele în ulei cu tensiunile nominale ale înfășurărilor de înaltă tensiune pînă la 60 kV, dimensiunile se deduc cu relațiile (v. fig. 4.8):

$$A = 2C + D_{12} + 2s_5 \quad [\text{mm}];$$

$$B = D_{12} + s_1 + s_2 + d_1 + s_3 + s_4 + d_2 \quad [\text{mm}]; \quad (4.1)$$

$$H_{cv} = H + 2H_j + H_{jc} + H_{sj} \quad [\text{mm}].$$

Valorile distanțelor de izolație $s_1, \dots, s_5$ se aleg corespunzător din tabelul 4.8; în unele cazuri, $s_5 = s_3 + s_2 + s_4$.

TABELUL 4.8

Distanțele minime de izolație pentru conductoarele de legătură ale transformatoarelor în ulei

U_N [kV]	Dimensiuni în mm			
	Δ_i	d	s	s_k
6	0	< 6	15	20
	0	> 6	12	17
	2	> 6	10	15
10	0	< 6	23	25
	0	> 6	18	22
	2	> 6	10	17
15	0	< 6	32	33
	0	> 6	27	30
	2	> 6	15	23
20	0	< 6	40	38
	0	> 6	35	37
	2	> 6	22	30
35	2	≥ 10	40	50
	4		30	42
	6		25	40
60	5	≥ 12	40	55
110	20		75	170

Notă: Δ_i — este grosimea izolației conductorului de legătură, pe o parte; d — dimensiunea conductorului pe direcția înfășurare-cuvă; s — distanța de la conductorul neizolat la cuvă sau la înfășurarea proprie; s_k — distanța de la conductorul neizolat la grinzile de strângere sau alte piese legate la pământ, care prezintă muchii.

Distanța H_{jc} de la jug la capacul cuvei se alege ținând seama de tensiunea nominală a înfășurării de înaltă tensiune, din tabelul 4.9.

TABELUL 4.9

Distanțele minime de la jug la capacul cuvei — H_{jc}

U_N [kV]	6	10	20	35*	110**
H_{jc} [mm]	270	300	300	470*	500**

* Pentru transformatoarele trifazate cu $S_N \geq 1600$ kVA și comutatorul de reglaj prins la capacul cuvei, se ia $H_{jc} = 850$ mm.

** La tensiunea de 110 kV, bornele de intrare pentru înaltă tensiune sînt dispuse între jug și peretele cuvei, iar H_{jc} s-a ales numai funcție de posibilitatea unei bune evaluări a pierderilor din transformator.

Distanța suportului miezului magnetic, $H_m \approx 30 - 50$ mm.
Distanțele d_1 și d_2 reprezintă dimensiunile conductoarelor de ieșire pe direcția înfășurare-perete cuvă.

4.2. ACCESORIILE PRINCIPALE ALE TRANSFORMATORULUI

După destinație, tipul și forma constructivă, sistemul de răcire, putere și tensiune, transformatoarele sînt echipate cu o serie de accesorii necesare unei bune funcționări. Dispunerea acestor accesorii este indicată în figura 4.9 (pentru un transformator cu o putere mai mare astfel încît să cuprindă majoritatea accesoriiilor).

4.2.1. CONSERVATORUL DE ULEI

Se folosește pentru protejarea uleiului transformatorului și menținerea presiunii în interiorul cuvei la variațiile temperaturii uleiului de răcire. Se utilizează la toate tipurile de transformatoare, chiar dacă practica americană îl consideră inutil.

La transformatoarele de mică și medie putere, conservatorul se așază pe latura mai mică a cuvei, în partea dreaptă cînd se privește din partea izolatoarelor de înaltă tensiune. Cînd se așază în lungul transformatorului, atunci se pune pe partea de joasă tensiune. Așezarea se face în așa fel încît să nu iasă din dimensiunile de gabarit din planul orizontal al transformatorului. La puteri mari ale transformatoarelor, conservatorul este demontabil și se poate așeza separat de transformator.

Conservatorul se execută cel mai frecvent sub forma unui cilindru de tablă, prevăzut cu un indicator de nivel al uleiului.

Volumul conservatorului se ia aproximativ 10% din volumul uleiului transformatorului, iar dimensiunile lui se stabilesc pornind de la lungimea lui care depinde de așezarea pe cuvă și de la recomandarea ca raportul dintre lungime și diametru să fie cuprins între 2 și 4. Grosimea tablei din care se realizează conservatoarele este de 1,5 mm pentru conservatoarele cu diametre pînă la 350 mm și de 2—3 mm pentru cele cu diametre pînă la 1000 mm.

Volumul de ulei al transformatorului, în baza relațiilor (4.1) care dau dimensiunile cuvei, a relațiilor (3.70) care dau masa înfășurătorilor și a relației (3.108) care dă masa miezului magnetic, se estimează cu relația:

$$V_u = V_c + V_{ur} - (V_{w_1} + V_m) \quad [\text{dm}^3] \quad (4.2)$$

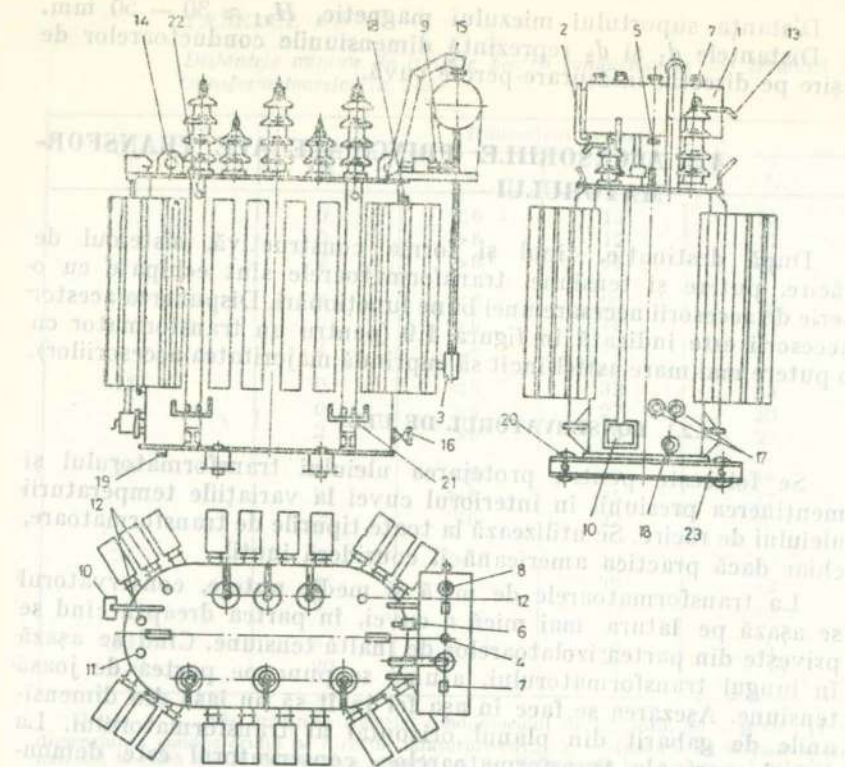


Fig. 4.9. Dispunerea accesoriilor la transformatoare cu putere peste 1 600 kVA
 1 — conservator; 2 — indicator de nivel de ulei; 3 — filtru; 4 — gură pentru umplerea conservatorului; 5 — bușon pentru golirea uleiului din conservator; 6 — releu de gaze; 7 — urechi pentru ridicarea conservatorului; 8 — instalație pentru semnalizarea nivelului minim de ulei; 9 — clapetă sau robinet; 10 — acționarea comutatorului de prize; 11 — loc pentru umplerea cuvei cu ulei; 12 — lăcaș pentru termometru; 13 — eclatoare pe izolatoare; 14 — urechi pentru ridicarea părții deecuvabile a transformatorului; 15 — supapă de siguranță; 16 — robinet de golire; 17 — robinet pentru luarea probelor de ulei; 18 — robinete pentru uscarea uleiului prin centrifugare; 19 — bușon de fund pentru luarea probelor de ulei; 20 — șuruburi pentru legarea la pământ; 21 — dispozitiv pentru ridicarea cu cricuri; 22 — dispozitive de prindere pentru ridicarea transformatorului (pe linie); 23 — cărucior cu roți cu distanță variabilă.

în care:

V_c este volumul cuvei și se determină astfel (v. fig. 4.8):
 — pentru cuvele dreptunghiulare

$$V_c = ABH_{ce} \quad [\text{dm}^3]; \quad (4.3)$$

— pentru cuvele ovale

$$V_c = \left(\pi \frac{B}{4} + 2C \right) BH_{ce} \quad [\text{dm}^3]; \quad (4.4)$$

V_{rr} — volumul uleiului din elementele de răcire, care se cunoaște de la caracteristicile acestor elemente;

V_w — volumul înfășurărilor așezate pe c coloane, care se estimează cu relația:

$$V_w = ck_{iz}(\pi D_{jm} w_j s_j + \pi D_{im} w_i s_i) \cdot 10^{-3} \quad [\text{dm}^3] \quad (4.5)$$

în care diametrele D_{jm} și D_{im} se iau în m, secțiunile căilor de curent în mm^2 , iar $k_{iz} = 1,2$ pentru a ține seama de izolația conductoarelor;

V_m — volumul circuitului magnetic, care se determină din relația (3.108), luând $\gamma_{Fe} = 7,65 \text{ kg/dm}^3$:

$$V_m = k_{gc} \frac{G_m}{7,65} \quad [\text{dm}^3] \quad (4.6)$$

în care, prin factorul $k_{gc} = 1,05 \dots 1,1$ se ține seama de volumul grinzilor de consolidare a miezului.

4.2.2. IZOLATOARELE DE TRECERE

Au ca scop trecerea conductoarelor prin capacul cuvei. Izolatoarele de trecere ale transformatoarelor utilizate în mod curent, sînt numai de tip exterior (STAS 689-61 și STAS 5851-68), și la alegerea lor se ține seama de tensiune și de curentul nominal corespunzător bornei.

La izolatoarele de trecere pentru curenții sub 1 000 A, rolul bornei de rețea este îndeplinit de partea filetată a tijei prevăzută cu piulițe de strîngere (fig. 4.10 a), iar pentru curenți mai mari, se prevăd cleme speciale (fig. 4.10 b). În tabelul 4.10 se dau diametrele tijelor în funcție de curenți.

TABELUL 4.10

Diametrele d_i ale tijelor conductoare pentru izolatoarele de trecere (fig. 4.10)

I [A]	200	600	1 000	2 000	3 000
d_i [mm]	12	20	30	42	47

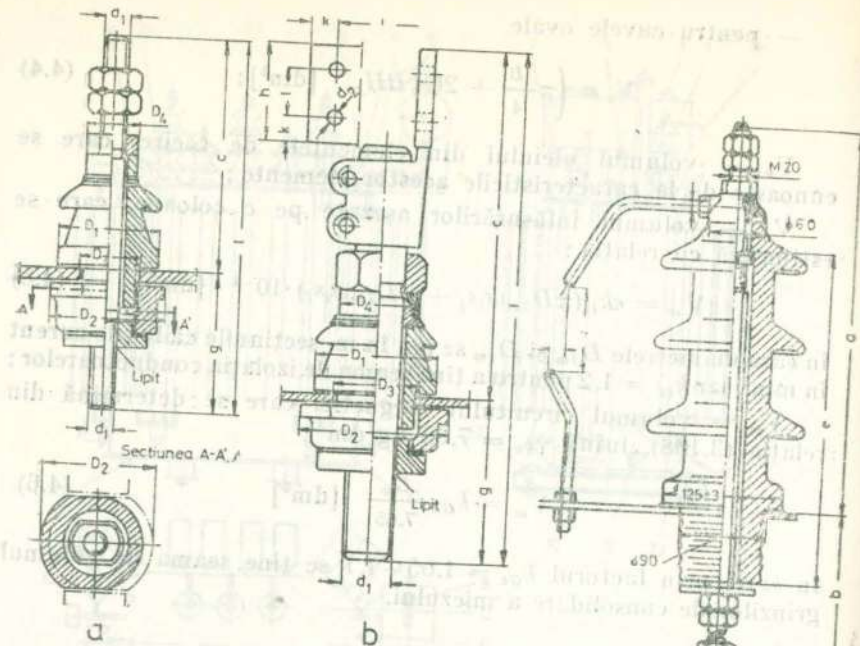


Fig. 4.10. Izolatoare de trecere cu armături:
a — pentru curenți până la 1000 A; b — pentru curenți
de 1000 A și mai mari.

Izolatoarele de trecere cu tensiuni peste 6 kV au prevăzute coarne de protecție (fig. 4.11), distanța dintre acestea fiind dată, funcție de tensiunea nominală, în tabelul 4.11.

TABELUL 4.11

Distanța c între coarnele de protecție ale izolatoarelor de trecere (fig. 4.11) funcție de tensiunea nominală a izolatorului

U_N [kV]	10	20	30	45
c [mm]	110	170	235	330

Distanțele minime între bornele metalice ale izolatoarelor și părțile metalice ale transformatorului sînt date în tabelul 4.12. Respectarea acestor distanțe provoacă adeseori necesitatea montării izolatoarelor, pe capac, în poziție înclinată.

TABELUL 4.12

Distanțele minime între elementele de sub tensiune și elementele metalice ale transformatorului

U_N [kV]	6	10	35	110
Distanța bornă-elemente capac [mm]	90	135	330	900
Distanța bornă-conservator [mm]	110	140	340	965

Sub influența curentului care parcurge tija conductoare, în capac, se produce în jurul izolatorului de flux magnetic. La valori mai mari ale curentului în tijă (de la circa 600 A în sus), pierderile în fierul capacului provocate de acest flux devin așa de însemnate că pot duce la o încălzire locală inadmisibilă a capacului. Pentru a se micșora fluxul magnetic, deci pierderile în capac, se prevăd în capac, în zona dintre izolatoare, fante care se umplu cu un material solid nemagnetic. Lățimea fantelor se adoptă de 5 pînă la 20 mm, în funcție de mărimea curentului. La curenți peste 3000 A și la tensiuni joase, izolatoarele de trecere se execută sub forma unor bare de cupru montate pe plăci de pertinax. La curenți mari, dar și tensiuni ridicate, ansamblul de izolatoare de trecere se montează pe plăci din material nemagnetic (alamă, duraluminu, pertinax), montate în capac. Cîteodată se montează și ansambluri de izolatoare de trecere, în paralel.

4.2.3. COMUTATORUL DE REGLARE A TENSIUNII

Comutatorul de reglare a tensiunii în stare deconectată, transformatorului de la rețea, numit și comutator de prize, are rolul de a modifica numărul de spire aflate în circuit în vederea modificării tensiunii secundare.

Construcția comutatorului de prize depinde de valoarea tensiunii și a curentului nominal, precum și de puterea nominală a transformatorului. În principiu, pentru puteri pînă la 2000 kVA și tensiuni pînă la 35 kV, transformatoarele normale au reglajul de tensiune în limite de $\pm 5\%$ iar forma constructivă a acestor comutatoare de prize poate fi cu comutare prin deplasare liniară (fig. 4.12), numite și *comutatoare liniare* sau cu comutare prin

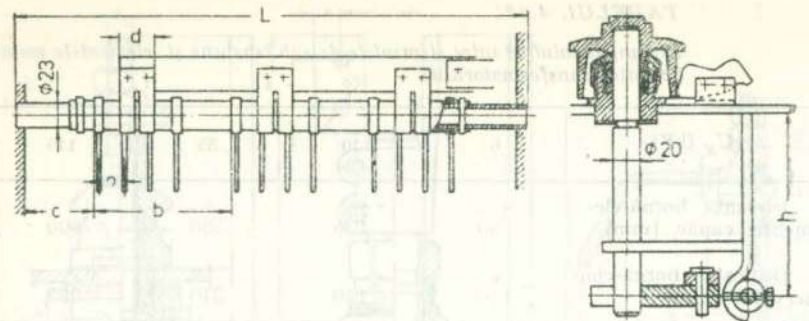


Fig. 4.12. Comutator de prize, liniar.

rotire (fig. 4.13), numite și *comutatoare rotative*. În fig. 4.14 este dată și schema electrică a unui comutator liniar.

Dimensiunile comutatoarelor liniare, utilizate pînă la 60 A, pentru diferite tensiuni sînt date, în tabelul 4.13.

TABELUL 4.13

Dimensiunile comutatorului din figura 4.12, în funcție de tensiunea nominală a înfășurării

U_N [kV]	Dimensiuni în mm					
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>		<i>h</i>
20	22	118	60	30	530	135
30	32	174	60	40	720	150

Pentru curenți mai mari de 60 A se folosesc comutatoare rotative, de formă cilindrică, cu prizele fiecărei faze scoase la un disc (fig. 4.13).

Comutatoarele pentru reglajul sub sarcină a tensiunii transformatoarelor au o construcție specială, mult mai complicată.

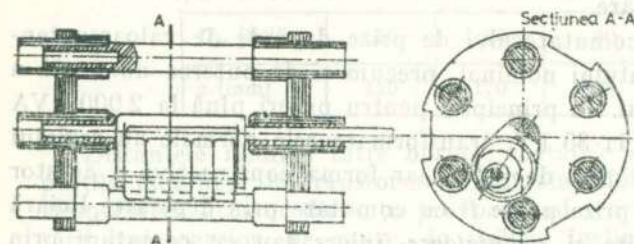
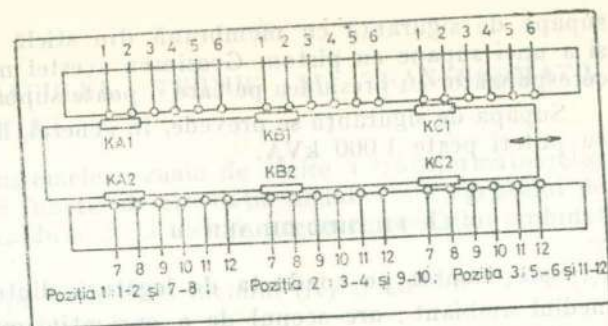


Fig. 4.13. Comutator de prize, rotativ.

Fig. 4.14. Schema contactelor comutatorului liniar.



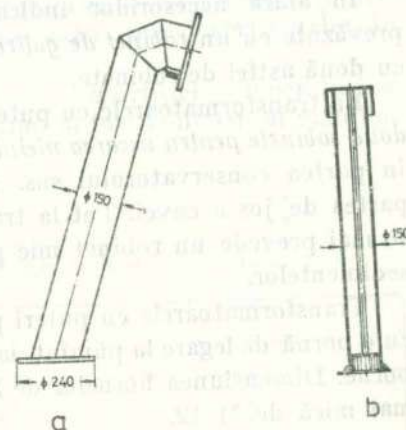
4.2.4. RELEUL DE GAZE

Este cunoscut și sub denumirea de releu Buchholz și se montează pe conducta de legătură dintre capacul cuvei și conservator. În momentul cînd apar gaze în transformator și sînt evacuate către conservator sau cînd viteza de trecere a uleiului către convertor depășește o anumită limită, releul comandă deconectarea transformatorului atît de la rețeaua primară, cît și de la cea secundară. El mai poate comanda deconectarea transformatorului cînd nivelul uleiului din transformator a scăzut sub nivelul releului.

4.2.5. SUPAPA DE SIGURANȚĂ

Este denumită și țevă de evacuare. Protejează cuva contra exploziilor, ca urmare a unui defect cu degijare bruscă și în cantitate mare de gaze. În figura 4.15 se reprezintă construcția unei

Fig. 4.15. Supape de siguranță :
a — cu membrană; b — cu piston.



supape de siguranță cu membrană din sticlă sau din pertinax și a unei supape cu piston. Grosimea acestei membrane se alege corespunzător cu presiunea pe care o poate suporta cuva.

Supapa de siguranță se prevede, în general, la transformatoare cu puteri peste 1 000 kVA.

4.2.6. FILTRUL DE AER

Este montat pe conducta de legătură dintre conservator și mediul ambiant; are scopul de a opri atît impuritățile aerului (fiind forțat să intre printr-o baie de ulei) cît și de a absorbi umiditatea acestuia (cînd trece prin silicagel). Caracteristicile higroscopice ale silicagelului pot fi regenerate prin încălzire la o temperatură de 400—500°C, cînd își recapătă și culoarea albastră (dacă este îmbibat cu apă are culoarea roșie).

4.2.7. ALTE ACCESORII

Verificarea temperaturii uleiului în straturile superioare se face cu unul sau două *termometre* obișnuite la transformatoarele mici și cu termometre cu cadran, construite similar ca un manometru, la transformatoarele de putere mai mare. La transformatoarele cu puteri peste 10 MVA, se utilizează termometre cu rezistență variabilă.

În afara accesoriilor indicate, transformatoarele mari sînt prevăzute cu un *robinet de golire*; la cele cu puteri peste 10 MVA cu două astfel de robinete.

La transformatoarele cu puteri peste 2 000 kVA se mai prevăd două robinete pentru uscarea uleiului prin centrifugare: unul montat în partea conservatorului sus, iar celălalt, pe partea opusă, în partea de jos a cuvei. Tot la transformatoarele peste 2 000 kVA, se mai prevede un robinet mic pe fundul cuvei pentru evacuarea sedimentelor.

Transformatoarele cu puteri pînă la 1 600 kVA sînt prevăzute cu o bornă de legare la pămînt, iar cele de puteri mai mari, cu două borne. Dimensiunea bornelor de legare la pămînt nu trebuie să fie mai mică de M 12.

4.3. CALCULUL TERMIC AL TRANSFORMATO- RULUI

Simbolizarea sistemelor uzuale de răcire a transformatoarelor în ulei este făcută funcție de circulația uleiului și a agentului de răcire care preia căldura de la ulei și o cedează mediului ambiant și anume:

NL — circulație naturală a uleiului (N) și mișcare liberă (L) a aerului care răcește cuva;

NS — circulație naturală a uleiului (N) și cuva ventilată prin suflare (S) cu aer;

FL — circulație forțată a uleiului (F) și mișcare liberă (L) a aerului care răcește cuva;

FS — circulație forțată a uleiului (F) și cuva ventilată prin suflare (S) cu aer;

FA — circulație forțată a uleiului (F) și răcirea cu apă (A) a uleiului.

4.3.1. CALCULUL TERMIC AL ÎNPĂȘURĂRILOR

Creșterea maximă admisă a temperaturii unei înfășurări în raport cu mediul ambiant este determinată de clasa de izolație a transformatorului. La o clasă de izolație dată, căderea de temperatură de la înfășurare la temperatura standard a mediului ambiant este constantă. Această cădere de temperatură poate fi într-o singură treaptă, cum este cazul transformatoarelor uscate în aer, sau în mai multe trepte, cum este cazul transformatoarelor în ulei (fig. 4.16).

Reprezentarea din figura 4.16 a repartiției temperaturilor într-un transformator cu ulei, clarifică și mai mult sensul valorilor din tabelul 4.14.

TABELUL 4.14

Valorile medii ale căderilor de temperatură $\vartheta_{m \rightarrow u}$ și $\vartheta_{u \rightarrow a}$, în °C

Mod de răcire	$\vartheta_{m \rightarrow u}$	$\vartheta_{u \rightarrow a}$
NL	22—24	48—46
NS	24—26	46—44
FS și FA	28—30	42—40

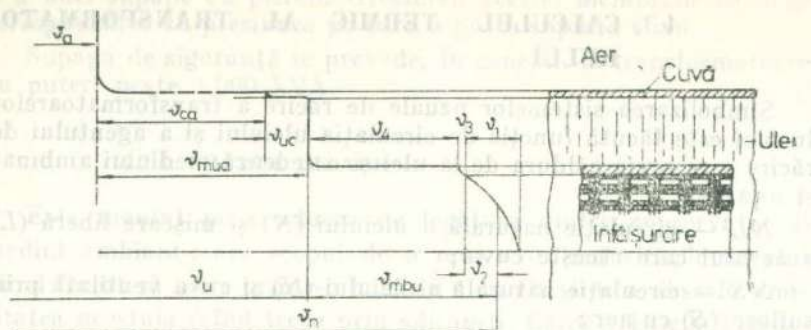


Fig. 4.16. Repartiția căderilor de temperatură de la înfășurare la mediul ambiant, în cazul transformatoarelor în ulei.

Pentru transformatoarele în ulei, izolate în clasa A, la care căderea medie de temperatură între înfășurare și mediul ambiant este de 70°C, se dă în tabelul 4.14 și o repartitie a acestei căderi de temperatură în două-trepte: înfășurare — ulei ($\vartheta_{mbu} = \vartheta_2 + \vartheta_3 + \vartheta_4$) și ulei — mediul ambiant ($\vartheta_{mua} = \vartheta_{uc} + \vartheta_{ca}$), notațiile fiind în concordanță cu cele din figura 4.16.

A. Căderile de temperatură în înfășurări depind de forma bobinelor și a conductoarelor precum și de grosimea și natura materialelor utilizate la izolarea conductoarelor și izolarea straturilor [14], [15].

Calculul se face pentru căderile de temperatură maxime din bobine ϑ_1 , dar în practică se utilizează căderile medii de temperatură ϑ_2 ; între aceste căderi de temperatură este relația:

$$\vartheta_2 = \frac{2}{3} \vartheta_1 \quad [^{\circ}\text{C}]. \quad (4.7)$$

a) În cazul înfășurărilor cilindrice (fig. 3.21) la care fiecare conductor este în contact cu uleiul cel puțin pe o parte, se poate considera că temperatura medie a bobinei este egală cu cea maximă (fig. 4.16) și deci căderile de temperatură: maximă (ϑ_1) și medie (ϑ_2), din interiorul bobinei, sînt nule, adică $\vartheta_1 = \vartheta_2 = 0$; căderea de temperatură în bobină este, în acest caz, egală numai cu căderea de temperatură în izolația conductorului de pe partea care vine în contact cu agentul de răcire și se determină cu relația

$$\vartheta_3 = q \frac{\delta}{\lambda_{iz}} \cdot 10^{-4} \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (4.8)$$

TABELUL 4.15

Conductibilitatea termică a citorva materiale izolanțe

Material	λ [W/cm $^{\circ}\text{C}$]
Bandă de bumbac lăcuită	0,0027
Bandă de pinză bachelizată	0,0027
Țesătură lăcuită	0,0025
Hirtie uscată	0,0012
Hirtie impregnată în ulei	0,0014
Hirtie impregnată în lac	0,0017
Prespan	0,0017
Carton impregnat în lac	0,014

în care:

- δ este grosimea izolației conductorului, pe o parte, în cm;
- λ_{iz} — conductibilitatea termică a materialului izolant, în W/cm $^{\circ}\text{C}$ care se alege din tabelul 4.15;
- q — densitatea de suprafață a pierderilor la bobina considerată, în W/m ^{2} . Valoarea lui q se determină pentru fiecare bobină în parte, (v. relațiile (3.75)) însă în relația (4.8) se introduce valoarea cea mai mare. Pierderile în bobină P_b de la numărătorul relațiilor (3.75) sînt pentru cazurile din figura 3.21 a și b: $P_b = k_{rj} P_{wj}$, iar pentru cazul din figura 3.21 c: $P_b = 0,5 k_{rj} P_{wj}$, notațiile fiind cele de la paragraful 3.4.1.

Aria suprafețelor de cedare a căldurii pentru bobina considerată, se determină scăzînd din aria suprafețelor cilindrice aria suprafețelor acoperite de pene, cu luarea în considerație a lățimii c_1 a penelor pentru fiecare parte. Astfel, pentru o parte a bobinei, aria ocupată de pene va fi:

$$S_{p1} = Z_p H_p c_1 \quad [\text{m}^2]. \quad (4.9)$$

b) În cazul bobinelor stratificate de grosime a_b și a celor secționate fără canale radiale (fig. 3.38 și fig. 3.40), valoarea maximă a temperaturii bobinei este la 0,5 a_b , cînd răcirea se face pe ambele părți. În acest caz, căderea maximă de temperatură în bobină se determină cu relația:

$$\vartheta_1 = \frac{p a_b^2}{8 \lambda_m} \quad [^{\circ}\text{C}]. \quad (4.10)$$

În cazul cînd bobinele stratificate sînt bobinate direct pe cilindrul izolant și au numai o singură suprafață de răcire, atunci valoarea maximă a temperaturii se află la $0,75 a_b$ față de canalul de răcire, iar căderea maximă de temperatură în bobină este dată de relația :

$$\vartheta_1 = 0,28 \frac{pa_b^2}{\lambda_m} \text{ } [^{\circ}\text{C}]. \quad (4.11)$$

În relațiile (4.10) și (4.11), a_b se ia în cm, iar ceilalți termeni sînt :

p — pierderile specifice produse într-un cm^3 de material activ din înfășurări în W/cm^3 care se determină cu relațiile :

— pentru conductor rotund

$$p = k_0 \frac{J^2 d^2}{(d' + \delta_s) d'} \cdot 10^{-2} \text{ } [\text{W/cm}^3]; \quad (4.12)$$

— pentru conductor profilat

$$p = k_p \frac{J^2 ab}{(a' + \delta_s) b'} \cdot 10^{-2} \text{ } [\text{W/cm}^3] \quad (4.13)$$

în care (vezi și fig. 3.18 și 3.58) :

dimensiunile a , a' , b , b' și d , d' ale conductoarelor, se iau în cm ;

δ_s — grosimea izolației dintre straturi, în cm ;

J — densitatea de curent, în A/mm^2 . Constantele de material au pentru cupru valorile $k_0 = 1,68$ și $k_p = 2,14$ iar pentru aluminiu, $k_0 = 2,71$ și $k_p = 3,44$;

λ_m — conductibilitatea termică medie, în $\text{W/cm}^{\circ}\text{C}$ a înfășurărilor, care se determină cu relațiile :

— pentru conductor rotund

$$\lambda_m = \frac{\lambda \lambda_s (d' + \delta_s)}{\lambda \delta_s + \lambda_s d'} \text{ } [\text{W/cm}^{\circ}\text{C}]; \quad (4.14)$$

— pentru conductor profilat

$$\lambda_m = \frac{\lambda \lambda_s (a' + \delta_s)}{\lambda \delta_s + \lambda_s a'} \text{ } [\text{W/cm}^{\circ}\text{C}] \quad (4.15)$$

în care :

λ este conductibilitatea termică a izolației conductorului, în $\text{W/cm}^{\circ}\text{C}$;

λ_s — conductibilitatea termică a materialului izolant dintre straturi, în $\text{W/cm}^{\circ}\text{C}$;

d' și a' sînt dimensiunile conductoarelor izolate, în cm.

În cazul cînd izolația dintre straturi δ_s nu se consideră, relațiile (4.14) și (4.15) devin

$$\lambda_m' = 1,43 \lambda \sqrt{\frac{d}{d' - d}} \text{ } [\text{W/cm}^{\circ}\text{C}] \quad (4.14 \text{ a})$$

și

$$\lambda_m' = \frac{ba'}{2\delta b'} \text{ } [\text{W/cm}^{\circ}\text{C}] \quad (4.15 \text{ a})$$

în care $2\delta = a' - a = b' - b$, este grosimea laterală a izolației conductorului (dimensiunile se iau în aceleași unități de măsură, în cm).

Conductibilitățile termice ale materialelor izolante utilizate, λ și λ_s , se aleg din tabelul 4.15.

c) În cazul înfășurărilor *spiralate* și a celor de *tipul în galeți*, cu canale radiale (fig. 3.17 b ; 3.28 ; 3.33 și 3.39), la care elementul de bază — spira sau galetul — cedează căldură atît prin suprafețele verticale, cît și prin cele orizontale, căderea maximă de temperatură se calculează cu relația

$$\vartheta_1 = \frac{pa_b^2}{8 \left(\lambda_{mx} + \lambda_{my} \frac{a_b^2}{h_b^2} \right)} \text{ } [^{\circ}\text{C}] \quad (4.16)$$

în care, în afara notațiilor cunoscute, h_b este înălțimea galetului, în cm.

Conductibilitatea termică medie în direcția radială λ_{mx} se determină cu relația (4.14) sau relația (4.14, a) pentru conductoarele rotunde și cu relația (4.15) sau (4.15, a), pentru conductoarele profilate.

Conductibilitatea termică medie în direcția axială λ_{my} se determină cu aceleași relații, în care se schimbă b cu a , a' cu b' și b' cu a' .

B. Căderile medii de temperatură între suprafața bobinelor și mediul de răcire se determină pe baza unor relații semiempirice, reieșite din practică.

a) În cazul înfășurărilor cilindrice sau stratificate răcite cu ulei și realizate din conductoare profilate sau rotunde, căderea medie de temperatură între suprafața bobinei și ulei se determină cu relația :

$$\vartheta_4 = 0,285 q^{0,6} \text{ } [^{\circ}\text{C}] \quad (4.17)$$

în care q este densitatea de suprafață a pierderilor din bobina considerată, în W/m^2 .

Relația (4.17) este valabilă numai dacă lățimile canalelor verticale nu au valorile mai mici decât cele indicate în tabelul 3.15.

b) În cazul înfășurărilor spiralate și a celor de tipul în galeți cu canale orizontale, răcite cu ulei și realizate din conductoare profilate sau rotunde, căderea medie de temperatură între suprafața bobinei și ulei, se determină cu relația semiempirică

$$\vartheta_4 = 0,35k_1k_2k_3q^{0,6} \text{ } [^{\circ}\text{C}] \quad (4.18)$$

în care :

factorul k_1 depinde de sistemul de răcire al transformatorului și are valorile : $k_1 = 1,0$ pentru sistemul NL, $k_1 = 0,9$ pentru NS și $k_1 = 0,7$ pentru FS ;

factorul k_2 ține seama de posibilitățile de circulație verticală a uleiului și are valoarea $k_2 = 1,0$ pentru suprafețele exterioare de la înalta tensiune și $k_2 = 1,1$ pentru înfășurările interioare ale joasei tensiuni ;

factorul k_3 ține seama de posibilitățile de circulație ale uleiului în canalele orizontale și se dă în tabelul 4.16 funcție de raportul dintre înălțimea bobinei (galețului) și grosimea radială a bobinei.

TABELUL 4.16

Valoarea factorului k_3 din relația (4.18) funcție de raportul dintre înălțimea bobinei (galețului) h_b și grosimea ei radială a_b

h_b/a_b	0,07—0,08	0,08—0,09	0,1	0,11—0,12	0,13—0,14	0,15—0,19	2
k_3	1,1	1,05	1,0	0,95	0,9	0,85	0,8

c) În toate cazurile, studiate căderile medii de temperatură dintre înfășurare și ulei, date de relația

$$\vartheta_{mbu} = \vartheta_2 + \vartheta_3 + \vartheta_4 \text{ } [^{\circ}\text{C}], \quad (4.19)$$

nu trebuie să se abată mult de la valorile indicate în tabelul 4.14. Creșterea căderii de temperatură ϑ_{mbu} peste limitele din tabel și scăderea corespunzătoare a căderii de temperatură ulei — mediul ambiant, atrage după sine o diminuare a posibilității de supraîncărcare a transformatorului și, totodată, o creștere a suprafețelor de cedare a căldurii către mediul ambiant ; o valoare mai mică a lui ϑ_{mbu} are efecte contrare, dar necesită o dimensionare mai largă a înfășurărilor.

d) În cazul transformatoarelor uscate, răcite cu aer, experiența a arătat că, respectînd datele din tabelul 3.16 referitoare la lățimea canalelor și la densitatea de suprafață q a pierderilor din bobine, temperaturile dintre înfășurare și mediul ambiant de răcire nu depășesc limitele indicate pentru fiecare clasă de izolație în parte.

4.3.2. CALCULUL TERMIC AL MIEZULUI

Calculul termic al miezului magnetic se limitează la estimarea căderii maxime de temperatură dintre miez și ulei, $\vartheta_{max fu}$ care are influență asupra îmbătrînirii uleiului și a izolației dintre tole [14], [15]. Această cădere de temperatură se estimează cu relația semiempirică

$$\vartheta_{max fu} = \vartheta'_1 \frac{\vartheta'_4 + 1,5\vartheta''_1}{\vartheta'_1 + \vartheta'_4 + 1,5\vartheta''_1} \text{ } [^{\circ}\text{C}] \quad (4.20)$$

în care :

$$\vartheta' = \vartheta'_1 + \vartheta'_4 \text{ } [^{\circ}\text{C}] ;$$

$$\vartheta'_1 = \frac{pa^2}{6\lambda_1} \text{ } [^{\circ}\text{C}] ;$$

$$\vartheta'_4 = \frac{pa}{2\alpha_{conv}} \text{ } [^{\circ}\text{C}] ; \quad (4.21)$$

$$\vartheta''_1 = \frac{pb^2}{8\lambda_1} \text{ } [^{\circ}\text{C}] ;$$

$$\vartheta''_4 = \vartheta'_4 \frac{b}{a} \text{ } [^{\circ}\text{C}]$$

sînt temperaturi fictive de calcul, unde :

dimensiunile echivalente a și b ale secțiunii miezului magnetic (fig. 4.17) se iau în cm ;

coeficientul de transmisie prin convecție a căldurii $\alpha_{conv} \approx 100 \text{ W/m}^2\text{ }^{\circ}\text{C} = 0,01 \text{ W/cm}^2\text{ }^{\circ}\text{C}$;

conductibilitatea termică longitudinală a pachetului λ_1 și cea transversală față de tole λ_2 , în $\text{W/cm}^{\circ}\text{C}$ se iau din tabelul 4.17 ; pierderile pe unitatea de volum se determină cu relația :

$$p = p_{Fe} \gamma_{Fe} k_{Fe} \text{ } [\text{W/cm}^3] \quad (4.22)$$

TABELUL 4.17

Material	λ_l [W/cm °C]	λ_r [W/cm °C]
Tablă laminată la rece izolată cu carlit	0,19—0,21	0,026—0,03
Tablă laminată la cald (3—4% Si) și izolată cu lac (20 μ).	0,20	0,028
Tablă laminată la cald (1,8—2,3% Si).	0,26—0,3	
— izolată cu lac		0,43
— izolată cu hirtie		0,25

în care p_{Fe} sînt pierderile specifice, în W/kg, corespunzătoare inducției din miez. $\gamma_{Fe} = 7650 \text{ kg/m}^3 = 7,65 \cdot 10^{-3} \text{ kg/cm}^3$, iar k_{Fe} are valoarea din tabelul 3.5, corespunzătoare modului de izolare a tolelor.

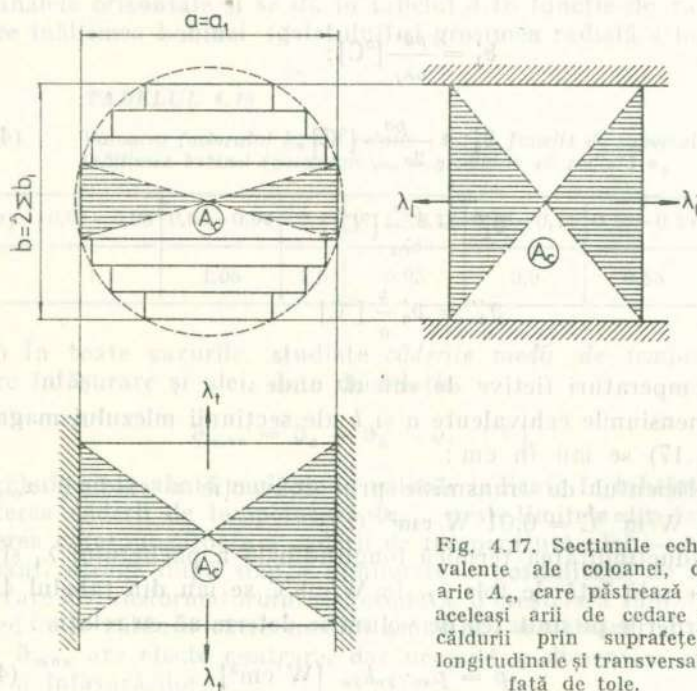


Fig. 4.17. Secțiunile echivalente ale coloanei, de arie A_c , care păstrează și aceleași arii de cedare a căldurii prin suprafețele longitudinale și transversale față de tole.

Căderea de temperatură $\vartheta_{max fu}$ nu este limitată prin norme, dar pentru a nu conduce la îmbătrînirea uleiului în timp, se recomandă ca să nu depășească 30—35°C.

La transformatoarele uscate, utilizarea aceluiași relații de calcul și introducerea coeficientului de transmisie a căldurii cu valoarea $\alpha_{conv} \approx 6 \text{ W/m}^2\text{°C} = 0,6 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^2\text{°C}$, a condus în unele cazuri la valori superioare (acoperitoare) cînd canalele dintre miez și înfășurare au fost alese în concordanță cu valorile din tabelul 3.17.

4.3.3. CALCULUL CĂDERII DE TEMPERATURĂ DINTRE PERETELE CUVEI ȘI AER

Pentru calculul căderii de temperatură dintre peretele cuvei și aer ϑ_{ca} sînt necesare stabilirea suprafețelor de cedare a căldurii prin convecție și prin radiație. Determinarea acestora nu se poate face decît prin iterație, pornind de la unele date considerate a fi cit mai apropiate de realitate. Apoi, avînd pe ϑ_{ca} , aria suprafeței de radiație S_r și aria suprafeței de convecție S_{co} , se pot scrie relațiile de verificare a evacuării pierderilor din transformator:

$$\begin{aligned} P_{ra} &= \alpha_r \vartheta_{ca} S_r \text{ [W]}; \\ P_{co} &= \alpha_{co} \vartheta_{ca} S_{co} \text{ [W]}; \\ P_r + P_{co} &= 1,05(P_k + P_0) \text{ [W]}. \end{aligned} \quad (4.23)$$

A. Estimarea căderii de temperatură dintre cuvă și aer, ϑ_{ca} se face într-o primă aproximație cu relația:

$$\vartheta_{ca} \leq \vartheta_N - \vartheta_a - \vartheta_{uc} - \vartheta_{mbu} \quad (4.24)$$

în care notațiile sînt cele din figura 4.16 și anume:

temperatura nominală a înfășurării ϑ_N este stabilită de clasa de izolație a transformatorului și pentru clasa A, $\vartheta_N = 105^\circ\text{C}$;

căderea de temperatură ϑ_{mbu} este dată de relația (4.19), pe baza elementelor calculate;

căderea de temperatură ϑ_{uc} variază între 5°C și 6°C .

Pentru valorile menționate în cazul clasei de izolație A și temperatura mediului ambiant $\vartheta_a = 35^\circ\text{C}$, relația (4.24) devine:

$$\vartheta_{ca} \leq 65^\circ - \vartheta_{mbu} \text{ [}^\circ\text{C]}. \quad (4.24 a)$$

Dacă se ține seama de variația temperaturii uleiului și a bobinelor pe verticală, pentru a nu se depăși temperatura de lucru corespunzătoare clasei A de izolație, se constată că temperatura

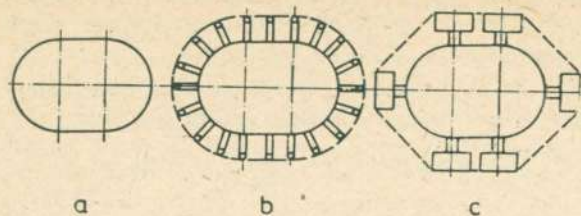


Fig. 4.18. Suprafețele echivalente de radiație ale cuvelor:

a — cuvă cu pereți netezi ($S_{cv} = S_r$); b — cuvă cu țevi; c — cuvă cu radiatoare. Suprafețele de radiație sînt indicate cu linie întreruptă.

maximă a uleiului depășește cu cel puțin 10°C temperatura medie, și relația (4.24 a) trebuie scrisă sub forma:

$$\vartheta_{ca} \leq 55^\circ - \vartheta_{mbu} [^\circ\text{C}]. \quad (4.25)$$

B. Aria suprafeței de radiație a transformatorului definită de figura 4.18 se poate aprecia luînd ca bază dimensiunile cuvei determinate la paragraful 4.1.2 B. Pentru cuvele dreptunghiulare:

$$S_r = k S_{cv} = 2(A + B)H_{cv}k \cdot 10^{-4} [\text{m}^2] \quad (4.26)$$

și pentru cele ovale:

$$S_r = k S_{cv} = [2(A - B) + \pi B]H_{cv}k \cdot 10^{-4} [\text{m}^2] \quad (4.27)$$

în care dimensiunile A , B și H_{cv} (fig. 4.8) sînt în cm, iar factorul k are valorile: $k = 1$ pentru cuvele netede; $k = 1,2-1,5$ pentru cuvele cu pereți ondulați sau cu țevi și $k = 1,5-2$ pentru cuvele cu radiatoare (S_{cv} este aria suprafeței cuvei propriu-zise).

C. Aria suprafeței de convecție se aproximează cu relația:

$$S_{co} = \frac{1,05(P_k + P_o)}{2,59^{1,25}} - 1,12 S_r [\text{m}^2]. \quad (4.28)$$

Aria preliminară a elementelor de răcire S_{er} , atașate cuvei propriu-zise de arie S_{cv} din relațiile 4.26 și 4.27, va fi:

$$S_{er} = S_{co} - S_{cv} [\text{m}^2]. \quad (4.29)$$

Dacă se alege tipul de cuvă cu țevi sau cu lire se determină lungimea totală a țevelor utilizînd tabelul 4.3 sau datele altor țevi folosite.

Dacă se utilizează tipurile de radiatoare din figura 4.5 și figura 4.6, atunci se face uz de tabelele 4.5 și 4.6.

În cazul transformatoarelor mari, bateriile sînt tipizate, avînd în vedere puterea care poate fi evacuată.

Avînd ariile S_{cv} , S_{er} și S_{co} , se așază într-o primă variantă elementele de răcire aferente cuvei, apoi se determină pentru acest caz S_r și S_{co} .

D. Căderea de temperatură între cuvă și aer, cu ariile S_r și S_{co} , determinate mai sus, va fi:

$$\vartheta_{ca} = \left[\frac{1,05(P_k + P_o)}{2,8S_r + 2,5S_{co}} \right]^{0,8} [^\circ\text{C}]. \quad (4.30)$$

Dacă valoarea ϑ_{ca} a ieșit prea mare sau prea mică față de valoarea care rezultă din relația (4.25), atunci se acționează asupra ariei S_{er} , mărind-o sau micșorînd-o recalculînd după aceea pe S_r , S_{co} și ϑ_{ca} .

4.3.4. DETERMINAREA SUPRATERATURILOR ÎNFĂȘURĂRIILOR ȘI ULEIULUI, FAȚĂ DE TEMPERATURA MEDIULUI AMBIANT

A. Căderea de temperatură între ulei și cuvă se determină în final cu o precizie mai mare utilizînd relația:

$$\vartheta_{uc} = 0,165 k_1 \left[\frac{1,05(P_k + P_o)}{S_{co}} \right]^{0,8} [^\circ\text{C}] \quad (4.31)$$

în care $k_1 = 1$ pentru răcirea naturală și $k_1 = 0,9$ pentru răcirea forțată cu aer.

B. Supratemperatura straturilor superioare ale uleiului față de aer se consideră:

$$\vartheta_{Mu} = 1,2(\vartheta_{uc} + \vartheta_{ca}) \leq 60^\circ\text{C}. \quad (4.32)$$

C. Supratemperaturile bobinelor înfășurărilor față de mediul ambiant (aer) vor fi:

$$\vartheta_{ba} = \vartheta_{mbu} + \vartheta_{uc} + \vartheta_{ca} < \vartheta_N - \vartheta_a [^\circ\text{C}]. \quad (4.33)$$

Dacă relațiile (4.32) și (4.33) nu sînt îndeplinite se revine, de asemenea, la modificarea valorilor lui S_r și S_{co} .

4.3.5. ÎNCĂRCAREA TRANSFORMATOARELOR, LA TEMPERATURI SCĂZUTE ALE MEDIULUI AMBIANT

Transformatoarele dimensionate pentru o temperatură a mediului ambiant $\vartheta_a > 20^\circ\text{C}$, dar care funcționează la o temperatură mai mică, se pot încărcă cu o putere mai mare, de 1% pentru

fiecare grad sub 20°C. În aceeași condiții, la răcirea cu radiatoarele ventilate, puterea crește cu 0,75% pentru fiecare grad.

Transformatoarele care au tipul de răcire *NL* și sînt suflate cu aer, deci devin răcite *NS*, se pot încălzi cu 25 pînă la 35% din puterea lor nominală.

Cînd se urmărește calculul unui transformator cu modul de răcire *NS*, se ține seama că valoarea coeficientului de transmisie a căldurii prin convecție crește de 1,7 pînă la 1,8 ori, lucru care echivalează cu scăderea ariei suprafețelor răcite prin convecție în același raport față de tipul *NL*.

4.3.6. INFLUENȚA FACTORILOR EXTERNI ASUPRA ÎNCĂLZIRII TRANSFORMATOARELOR

Factorii externi, cum sînt altitudinea locului de montare, vîntul, precipitațiile atmosferice și razele solare, influențează temperatura de lucru a transformatoarelor cu răcire naturală. Dar, dintre acești factori, singurul care are o influență permanentă este altitudinea locului de montare.

A. Un transformator destinat să funcționeze la o altitudine h , pentru a-și păstra aceeași temperatură de lucru, va trebui ca pierderile evacuate ($P_k + P_0$) să fie luate, în calcule, mai mari, cu valoarea :

$$p = \frac{1.25 \Delta\theta}{1 - \frac{\Delta\theta}{100}} [\%] \quad (4.34)$$

în care :

$$\Delta\theta = 4,4 \frac{h}{1 + \frac{S_r}{S_{co}}} [^\circ\text{C}] \quad (4.35)$$

unde altitudinea h se ia în km.

În cazul utilizării unui transformator normal la altitudinea h , rezultă că la sarcina nominală, el va avea o temperatură de lucru mai mare cu valoarea dată de relația (4.35).

B. Vîntul ca și precipitațiile atmosferice de orice natură, au o influență favorabilă asupra răcirii transformatoarelor montate în aer liber. În schimb, razele solare pot conduce la o creștere suplimentară a temperaturii transformatorului cu 5–10°C și chiar mai mult, la transformatoarele mici.

Capitolul 5

Exemple de calcul al transformatoarelor

Exemplele de calcul indică succesiunea reală a etapelor dimensionării transformatoarelor electrice, făcîndu-se trimiteri corespunzătoare la părți ale textului, la relații, tabele și figuri. Totodată, exemplele de calcul au scopul de a verifica relațiile de calcul cu unitățile de măsură indicate în text și de a arăta cum se acționează pentru obținerea parametrilor ceruți și cum se rotunjesc datele obținute.

Exemplele de calcul sînt variante care se încadrează în datele temei de proiectare. Optimizarea construcției unui transformator, la parametrii dați, se poate face sub diferite aspecte, cum ar fi greutate minimă, cost minim al materialelor active și izolante, cost total minim incluzînd și costurile de fabricație sau pe cele de exploatare pentru o perioadă de timp stabilită prin temă etc. Indicațiile cuprinse în îndrumar, la alegerea diferiților parametri, înlesnesc acest lucru.

Trebuie menționat că chiar pentru un proiectant cu experiență, găsirea unei soluții bune, nu optime, necesită compararea mai multor variante de calcul pentru aceiași parametri impuși.

5.1. DIMENSIONAREA UNUI TRANSFORMATOR TRIFAZAT ÎN ULEI

Tema de proiectare :

Să se proiecteze un transformator trifazat în ulei, cu înfășurări din aluminiu și cu circuitul magnetic realizat din

tablă laminată la rece cu cristale orientate, având următoarele date:

$$\begin{aligned} S_N &= 400 \text{ kVA}; \\ U_i &= 20 \text{ kV}; \\ U_j &= 0,4 \text{ kV}; \\ f &= 50 \text{ Hz}; \\ \text{conexiunea } Dy &- 11; \\ u_k &= 6\%; \\ \text{reglaj de tensiune } &\pm 5\%; \\ P_0 &= 840 \text{ W}; \\ P_k &= 6\,200 \text{ W}; \\ i_0 &= 2\%. \end{aligned}$$

5.1.1. MĂRIMI ELECTRICE DE BAZĂ

Tensiunile de fază:

$$U_{jf} = \frac{U_j}{\sqrt{3}} = \frac{400}{\sqrt{3}} = 231 \text{ V}; \quad U_{if} = U_i = 20\,000 \text{ V}.$$

Curenții de fază:

$$I_{jf} = \frac{S_N}{\sqrt{3}U_j} = \frac{400 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 400} = 577 \text{ A}; \quad I_{if} = \frac{S_N}{3U_i} = \frac{400 \cdot 10^3}{3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 6,66 \text{ A}.$$

Puterea pe coloană, respectiv, fază,

$$S_1 = \frac{S_N}{c} = \frac{400}{3} = 133,3 \text{ kVA}, \text{ deoarece se va adopta un miez cu } c = 3 \text{ coloane.}$$

5.1.2. DETERMINAREA DIMENSIUNILOR PRINCIPALE [ORIENTATIVE]

Diametrul coloanei, determinat cu relația (3.18) este

$$D = 16 \sqrt[4]{\beta \frac{a_c k_R}{k_m^2 B_c^2} \frac{S_1}{f u_{kr}}} = 16 \sqrt[4]{1,1 \cdot \frac{4,3 \cdot 0,95}{0,874^2 \cdot 1,65^2} \cdot \frac{133,3}{50 \cdot 5,8}} \approx 16 \text{ cm}$$

și determinat cu relația (3.31) este

$$\begin{aligned} D &= C_1 C_2 \sqrt[4]{\frac{1}{k_m^2} \frac{1}{\varepsilon p_{Fe}} \frac{J}{B_c} \frac{S_1}{f}} = \\ &= 2,375 \cdot 7,4 \sqrt[4]{\frac{1}{0,874^2} \cdot \frac{1}{7,38 \cdot 1,25} \cdot \frac{2}{1,65} \cdot \frac{133,3}{50}} \approx 14,6 \text{ cm.} \end{aligned}$$

Valorile obținute sînt apropiate de cele date în figura 3.8, și se rotunjesc la valoarea $D = 16 \text{ cm}$, care se găsește printre cele normalizate indicate la paragraful 3.2.2.

Mărimile care au intervenit la calculul diametrului s-au ales în baza explicațiilor de la paragraful 3.2.3 și anume:

coeficientul lui Rogowski, adimensional, s-a ales $k_R = 0,95$; factorul de configurație geometrică, $\beta = 1,1$ — în baza tabelului 3.7;

factorul de umplere al coloanei, conform tabelului 3.6 a se ia $k_m = k_{Fe} k_g = 0,95 \cdot 0,92 = 0,874$;

inducția în coloană, în baza indicațiilor de la paragraful 3.1.3, $B_c = 1,65 \text{ T}$;

componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit, în baza relațiilor (3.20) și (3.21) este:

$$u_{kr} = \sqrt{u_k^2 - u_{ka}^2} = \sqrt{6^2 - 1,55^2} \approx 5,8\%,$$

unde $u_k = 6\%$ este dat, iar $u_{ka} = \frac{P_k}{10S_N} = \frac{6\,200}{10 \cdot 400} = 1,55\%$;

lățimea echivalentă a canalului de dispersie, dată de relația (3.16)

$$a_o = a_{jt} + \frac{a_j + a_t}{3} = 1,8 + 2,5 = 4,3 \text{ cm}$$

unde $a_{jt} = 1,8 \text{ cm}$, conform tabelelor 3.1 b și 3.3, iar în baza relației (3.22) și a tabelului 3.8 cu precizarea că înfășurarea este de aluminiu

$$\frac{a_j + a_t}{3} = k_a \sqrt[4]{S_1} = 1,25 \cdot 0,6 \sqrt[4]{133,3} \approx 2,5 \text{ cm};$$

$C_1 = 2,375$, iar din tabelul 3.9 rezultă $C_2 = 7,40$ (pentru înfășurări cu bobine cilindrice);

$$\varepsilon = \frac{P_k}{P_0} = \frac{6\,200}{840} \approx 7,38;$$

$p_{Fe} = 1,25 \text{ W/kg}$ și corespunde valorii inducției din coloană $B_c = 1,65 \text{ T}$ pentru tabla ARMCO M 5 groasă de 0,30 mm (anexa 9, fig. 9-II);

$J = 2 \text{ A/mm}^2$, în baza datelor din tabelul 3.10 și a observației referitoare la înfășurările de aluminiu.

Aria secțiunii coloanei

$$A_c = k_m \frac{\pi D^2}{4} = 0,874 \cdot \frac{\pi \cdot 16^2}{4} \approx 175,6 \text{ cm}^2 = 0,01756 \text{ m}^2.$$

Valoarea orientativă a înălțimii bobinei, în baza relației (3.35)

$$H_B = \frac{\pi D_m}{\beta} = \frac{\pi 26,3}{1,1} \approx 76 \text{ cm},$$

unde, în baza relației (3.34)

$$D_m = \bar{D} + 2a_{0j} + a_{jt} + (a_j + a_i) = 16 + 2 \cdot 0,5 + 1,8 + 3 \cdot 2,5 = 26,3 \text{ cm}^3$$

și în care a_{0j} și a_{jt} sînt aleși din tabelul 3.1, (pentru $U_{inc(JT)} = 5 \text{ kV}$ și $U_{inc(IT)} = 50 \text{ kV}$, din tabelul 3.3) iar $a_j + a_i$ s-au estimat mai sus cu relația (3.22).

5.1.3. ALEGEREA ȘI DIMENSIONAREA ÎNFĂȘURĂRILOR

A. Determinarea numerelor de spire

Tensiunea pe spirală, dată de relația (3.58), este:

$$U_w = \pi \sqrt{2} f A_c B_c = \pi \cdot \sqrt{2} \cdot 50 \cdot 0,01756 \cdot 1,65 \approx 6,43 \text{ V}.$$

Din motivele indicate la paragraful 3.3.4 se calculează mai întîi numărul de spire al înfășurării de joasă tensiune

$$w_j = \frac{U_{jj}}{U_w} = \frac{231}{6,43} = 36 \text{ spire}.$$

Numărul de spire se poate lua la o valoare apropiată de aceasta, recalculîndu-se tensiunea pe spirală și inducția în coloană, care să nu iasă din limitele acceptabile.

În cazul utilizării unei înfășurări cilindrice în două straturi, așa cum se va arăta, la conexiunea în stea se pot lua $w_j = 35,5$ spire, iar

$$U_w = \frac{U_{jj}}{w_j} = \frac{231}{35,5} = 6,5 \text{ V}$$

și

$$B_c = \frac{U_w}{\sqrt{2} \pi f A_c} = \frac{6,5}{\sqrt{2} \pi \cdot 50 \cdot 0,01756} = 1,67 \text{ T},$$

valoare convenabilă.

Pentru acest caz, care va fi continuat, numărul de spire al înfășurării de înaltă tensiune este

$$w_i = \frac{U_i}{U_w} = \frac{20\,000}{6,5} = 3\,077 \text{ spire}.$$

Spirele de reglaj corespunzătoare sînt:

$$\Delta w_i = \frac{\Delta u}{100} w_i = \frac{5}{100} \cdot 3\,077 = 154 \text{ spire}.$$

Numărul total de spire pe înaltă tensiune este

$$w_{it} = 3\,077 + 154 = 3\,231 \text{ spire}.$$

B. Secțiunile conductoarelor

Densitatea medie de curent se poate stabili cu relația (3.65)

$$J = k_s k_w \frac{P_k}{S_N} \frac{U_w}{D_m} = 0,95 \cdot 0,464 \frac{6\,200}{400} \cdot \frac{6,5}{26,5} = 1,67 \text{ A/mm}^2$$

în care, din tabelul 3.21, s-a ales $k_s = 0,95$.

Secțiunile căilor de curent sînt:

$$s_j = \frac{I_{jj}}{J} = \frac{577}{1,67} \approx 345 \text{ mm}^2; s_i = \frac{I_{ii}}{J} = \frac{6,66}{1,67} = 4 \text{ mm}^2.$$

C. Alegerea tipului de înfășurare și dimensionarea bobinelor

Avînd în vedere numărul de spire și secțiunile lor, în baza explicațiilor de la paragraful 3.4.3 se alege pentru JT o înfășurare cilindrică iar pentru IT una stratificată.

D. Dimensionarea înfășurărilor

a) Înfășurarea de joasă tensiune

Dacă înfășurarea de JT se alege în 2 straturi ($w_s = 35,5 : 2 = 17,75$ spire), înălțimea unei spire, în baza relației (3.37)

$$h_s = \frac{H_B}{w_s + 1} = \frac{760}{17,75 + 1} \approx 42 \text{ mm},$$

iar grosimea aproximativă a stratului va fi $\frac{345}{42} \approx 9 \text{ mm}$, valoare

care în baza tabelului 3.19 arată că valoarea coeficientului de majorare a pierderilor va fi mai mic decît 1.10.

Se poate alege o înfășurare cu patru conductoare în paralel, două suprapuse axial, iar celelalte două suprapuse radial și să se facă transpuneri la trecerea de la un strat la altul (fig. 3.23) sau o înfășurare de tip Brush (vezi paragraful 3.3.2 A).

În aceeași măsură se poate alege și o înfășurare spiralată, cu un început și cu 6 pînă la 10 conductoare în paralel.

Se ia deci o înfășurare cu trei conductoare în paralel suprapuse axial (fig. 3.22). Conductoarele izolate cu hîrtie se aleg din anexa 8 (STAS 6499/1-74) cu grosimea izolației (vezi paragraful 3.3.1 A) de 0,44 mm (STAS 6163-68) avînd simbolizarea :

$$n_c \frac{a \times b}{a' \times b'} = 13 \frac{9 \times 12,5}{9,44 \times 12,94}$$

căreia îi corespunde secțiunea $s_j = 3 \times 112 \text{ mm}^2$.

Densitatea de curent corespunzătoare acestui conductor

$$J_j = \frac{I_{jj}}{n_c s_j} = \frac{577}{3 \cdot 112} = 1,71 \text{ A/mm}^2.$$

Înălțimea reală a bobinei

$$H_{Bj} = (w_s + 1)n_c b' = (17,75 + 1) \cdot 3 \cdot 12,94 = 728 \text{ mm} \approx 73 \text{ cm}.$$

Între cele două straturi se lasă un canal de răcire a_{ja} de 6 mm (vezi tabelul 3.15 și fig. 3.21) astfel că grosimea și diametrele înfășurării de JT vor fi (v. și relația (3.37 a) și fig. 3.57) :

$$a_j = n_s a' + n_a a_{ja} = 2 \cdot 9,44 + 6 = 25 \text{ mm} = 2,5 \text{ cm};$$

$$D_{j1} = D + 2a_{oj} = 16 + 2 \cdot 0,5 = 17 \text{ cm};$$

$$D_{jm} = D_{j1} + a_j = 17 + 2,5 = 19,5 \text{ cm};$$

$$D_{j2} = D_{jm} + a_j = 19,5 + 2,5 = 22 \text{ cm}.$$

b) Înfășurarea de înaltă tensiune

Se alege conductor rotund, $d = 2,24 \text{ mm}$, cu secțiunea $s_t = 3,941 \text{ mm}^2$, izolat cu hîrtie (v. paragraful 3.3.1 A) și $d' = 2,6 \text{ mm}$.

Densitatea de curent corespunzătoare

$$J_t = \frac{6,66}{3,941} = 1,69 \text{ A/mm}^2.$$

Punînd condiția

$$H_{Bt} \leq H_{Bj} = 730 \text{ mm},$$

rezultă numărul de spire pe strat și numărul de straturi

$$w_s = \frac{H_{Bt}}{d'} = \frac{730}{2,6} = 280 \text{ spire/strat}; n_s = \frac{w_{it}}{w_s} = \frac{3231}{280} = 11,5 \text{ straturi}.$$

Se aleg $n_s = 12$ straturi și rezultă :

$$w_s = \frac{w_{it}}{n_s} = \frac{3231}{12} \approx 269 \text{ spire/strat};$$

$$H_{Bt} = (w_s + 1)d' = (269 + 1) \cdot 2,6 = 702 \text{ mm} \approx 70 \text{ cm}.$$

Cu notațiile din figura 3.59 b se obține

$$H_x = H_{Bj} - H_{Bt} = 73 - 70 = 3 \text{ cm}.$$

Înfășurarea de înaltă tensiune se împarte în două bobine (fig. 3.40 d) : prima bobină cea interioară cu 5 straturi și bobina a doua către exterior cu 7 straturi. Bobinele sînt separate printr-un canal de răcire $a_{ia} = 7,5 \text{ mm}$ (tabelul 3.14).

Grosimea înfășurării, în baza relației (3.54 a) este

$$a_i = n_s d' + a_{ia} + (n_s - 2)\delta_{iz} = 12 \cdot 2,6 + 7,5 + 10 \cdot 0,72 \approx 46 \text{ mm} = 4,6 \text{ cm},$$

în care la tensiunea între straturi (v. relația (3.36))

$$U_s = 2w_s U_w = 2 \cdot 269 \cdot 6,5 = 3510 \text{ V}$$

corespunde din tabelul 3.12, $\delta_{iz} = 6 \times 0,12 = 0,72 \text{ mm}$.

Diametrele înfășurării de IT (v. fig. 3.57) :

$$D_{i1} = D_{j2} + 2a_{j1} = 22 + 2 \cdot 1,8 = 25,6 \text{ cm};$$

$$D_{im} = D_{i1} + a_i = 25,6 + 4,6 = 30,2 \text{ cm};$$

$$D_{i2} = D_{im} + a_i = 30,2 + 4,6 = 34,8 \approx 35 \text{ cm}.$$

5.1.4. CALCULUL PARAMETRILOR DE SCURT-CIRCUIT

A. Masele înfășurărilor se determină cu relația (3.70), avîndu-se în vedere că sînt din aluminiu :

$$G_{wj} = c_{jw} \pi D_{jm} s_j w_j \cdot 10^{-8} = 3 \cdot 2700 \cdot \pi \cdot 19,5 \cdot 3 \cdot 112 \cdot 35,5 \cdot 10^{-8} \approx 58,5 \text{ kg};$$

$$G_{wt} = c_{tw} \pi D_{im} s_t w_t \cdot 10^{-8} = 3 \cdot 2700 \cdot \pi \cdot 30,2 \cdot 3,941 \cdot 3077 \cdot 10^{-8} \approx 93,2 \text{ kg}.$$

B. Pierderile de scurtcircuit

a) Pierderile de bază din înfășurări, (v. relațiile (3.69))

$$P_{wj} = k_m J_j^2 G_{wj} = 12,75 \cdot 1,71^2 \cdot 58,5 = 2207 \text{ W};$$

$$P_{wt} = k_m J_t^2 G_{wt} = 12,75 \cdot 1,69^2 \cdot 93,2 = 3394 \text{ W}.$$

b) *Factorii de majorare a pierderilor* din înfășurări se determină cu relațiile (3.71 b) și (3.72 b), având în vedere că sînt din aluminiu :

$$k_{rj} = 1 + 0,037 \alpha_p^2 d^4 (m^2 - 0,2) = 1 + 0,037 \cdot 0,869^2 \cdot 0,9^4 \cdot (2^2 - 0,2) \approx 1,07 ;$$

$$k_{ri} = 1 + 0,17 \alpha_r^2 d^4 m^2 = 1 + 0,17 \cdot 0,816^2 \cdot 0,224^4 \cdot 12^2 \approx 1,041$$

unde, din relațiile (3.73) și figura 3.58, se deduc :

$$\alpha_p = \frac{bn}{H_{Bj}} k_R = \frac{12,5 \cdot 3 \cdot 17,75}{730} \cdot 0,95 \approx 0,869 ;$$

$$\alpha_r = \frac{dn}{H_{Bi}} k_R = \frac{2,24 \cdot 269}{700} \cdot 0,95 \approx 0,816.$$

c) *Pierderile în legături* pentru cele trei faze se determină cu relațiile (3.76), (3.77) și (3.78) :

$$P_{lj} = P_{wj} \frac{l_j}{\pi D_{jm} w_j} = 2 \cdot 207 \frac{7,5 \cdot 73}{\pi \cdot 19,5 \cdot 35,5} \approx 556 \text{ W} ;$$

$$P_{li} = P_{wi} \frac{l_i}{\pi D_{im} w_i} = 3 \cdot 394 \frac{14 \cdot 70}{\pi 30,2 \cdot 3 \cdot 077} \approx 12 \text{ W}.$$

d) *Pierderile în cuvă* se aproximează cu relația (3.79) și tabelul 3.24

$$P_{cv} = 10 k S_N = 10 \cdot 0,01 \cdot 400 = 40 \text{ W}.$$

e) *Pierderile totale de scurtcircuit* conform relației (3.66) sînt

$$P_k = k_{rj} P_{wj} + k_{ri} P_{wi} + P_{lj} + P_{li} + P_{cv} = \\ = 1,07 \cdot 2 \cdot 207 + 1,041 \cdot 3 \cdot 394 + 556 + 12 + 40 = 6 \cdot 502 \text{ W},$$

deci cu 4,87% mai mari decît cele date prin temă (a se vedea paragraful 3.4.1 F).

f) *Densitățile de suprafață ale pierderilor* se determină cu relațiile (3.75)

$$q_j = \frac{k_{rj} P_{wj}}{c S_{wj}} = \frac{1,07 \cdot 2 \cdot 207}{3 \cdot 1,536} \approx 520 \text{ W/m}^2 ;$$

$$q_i = \frac{k_{ri} P_{wi}}{c S_{wi}} = \frac{1,041 \cdot 3 \cdot 394}{3 \cdot 2,39} \approx 490 \text{ W/m}^2$$

și sînt în limite acceptabile (v. paragraful 3.4.1 C și paragraful 3.3.4 C), unde :

$$S_{wj} = n_{auj} k_p \pi D_{jm} H_{Bj} = 2 \cdot 0,85 \cdot \pi \cdot 19,5 \cdot 73 \approx 15 \cdot 364 \text{ cm}^2 = \\ = 1,536 \text{ m}^2 ;$$

$$S_{wi} = n_{aui} k_p \pi D_{im} H_{Bi} = 4 \cdot 0,9 \cdot \pi \cdot 30,2 \cdot 70 \approx 23 \cdot 900 \text{ cm}^2 = \\ = 2,39 \text{ m}^2.$$

C. *Tensiunea de scurtcircuit*

a) *Componenta activă*, conform relației (3.21)

$$u_{ka} = \frac{P_k}{10 S_N} = \frac{6 \cdot 502}{10 \cdot 400} = 1,62 \%.$$

b) *Componenta reactivă*, conform relației (3.80)

$$u_{kr} = \frac{7,92 f S_{ljm} a_{\sigma} k_R k_q}{U_{10}^2 H_B} \cdot 10^{-3} = \\ = \frac{7,92 \cdot 50 \cdot 133,33 \cdot 78 \cdot 4,17 \cdot 0,96 \cdot 1,01 \cdot 10^{-3}}{6,5^2 \cdot 73} = 5,4 \%$$

unde :

cu relația (3.81)

$$a_{\sigma} = a_{ji} + \frac{a_j + a_i}{3} = 1,8 + \frac{2,5 + 4,6}{3} = 4,17 \text{ cm} ;$$

cu relația (3.82)

$$l_m = \pi \left(D_{ji} + a_{ji} + \frac{a_i + 3a_j}{2} \right) = \pi \left(17 + 1,8 + \frac{4,6 + 3 \cdot 2,5}{2} \right) = \\ = 78 \text{ cm} ;$$

cu relațiile (3.83) și (3.84)

$$k_R = 1 - \frac{1}{2\pi\chi} = 1 - \frac{1}{2\pi 4,1} = 0,96$$

$$\chi = \frac{H_B}{2(a_{ji} + a_j + a_i)} = \frac{73}{2(1,8 + 2,5 + 4,6)} = 4,1 ;$$

cu relațiile (3.85) și (3.86)

$$x = \frac{H_z}{H_B} = \frac{30}{730} = 0,041 ; x^2 = 0,0017 ;$$

$$k_q = 1 + \frac{x^2 H_B}{r a_{\sigma} k_R} = 1 + \frac{0,0017 \cdot 73}{3 \cdot 4,17 \cdot 0,96} \approx 1,01.$$

c) Tensiunea de scurtcircuit

$$u_k = \sqrt{u_{kL}^2 + u_{kR}^2} = \sqrt{1,62^2 + 5,4^2} = 5,64 \%,$$

$$\text{deci cu } 1 \% \text{ mai mică decît cea impusă } \left(\frac{u_{kN} - u_k}{u_{kN}} 100 = \frac{6 - 5,64}{6} 100 = 1 \% \right).$$

Pentru obținerea unei valori cît mai apropiate de cea dată, prin temă, se poate mări a_{ji} de la 1,8 cm la 2 cm pentru care $a_\sigma = 4,37$ cm.

În acest caz,

$$u_{kR} \approx 5,66 \% \text{ iar } u_k \approx 5,89 \%.$$

Dacă se are în vedere că modificarea lui a_σ conduce la creșterea lui l_m , un calcul exact conduce la $u_k \approx 6 \%$.

5.1.5. VERIFICAREA SOLICITĂRILOR MECANICE

Forțele radiale care acționează asupra înfășurărilor se determină cu relația (3.87), aplicată de exemplu la înfășurarea de JT

$$F_{rj} = 0,628 \left(\frac{I_{km} w_j}{1000} \right) \frac{l_m}{H_B} = \\ = 0,628 \left(\frac{20 \cdot 10^3 \cdot 35,5}{1000} \right) \frac{78}{73} \approx 338 \cdot 10^3 \text{ N},$$

în care, conform relației (3.88)

$$I_{km} = 100 \sqrt{2} \frac{I_{Nj}}{u_k} \left(1 + e^{-\pi \frac{u_{ka}}{u_{kr}}} \right) = \\ = 100 \sqrt{2} \cdot \frac{577}{5,64} \left(1 + e^{-\pi \frac{1,62}{5,4}} \right) \approx 2,1 \text{ kA}.$$

Pentru calculul forțelor axiale se are în vedere că înfășurările corespund cazului B din figura 3.61, respectiv cazului 4 din figura 3.62 pentru care $r = 4$.

Cele două forțe F'_a și F''_a corespunzătoare sistemului simetric și celui nesimetric, în baza relațiilor (3.89) sînt

$$F'_a = F_r \frac{a_\sigma}{2H_B} = 338 \cdot 10^3 \cdot \frac{4,17}{2 \cdot 73} \approx 9,65 \cdot 10^3 \text{ N};$$

$$F''_a = F_r \frac{H_{Bj} - H_{Bl}}{rk_{Rl}} = 338 \cdot 10^3 \cdot \frac{3}{4 \cdot 0,964 \cdot 21,5} \approx 12,5 \cdot 10^3 \text{ N}.$$

S-a luat $l' = F = 21,5$ cm, valoare calculată la paragraful 5.1.7 A pct. e, deoarece distanța de la miez la cuvă este mai mare. În baza figurii 3.62, forțele axiale la înfășurarea interioară au valoarea

$$F_{aI} = F'_a - F''_a = 2,85 \cdot 10^3 \text{ N}$$

și acționează asupra jugurilor, iar la înfășurarea de înaltă tensiune (exterioară), au valoarea

$$F_{aII} = F'_a + F''_a = 22,15 \cdot 10^3 \text{ N}$$

și acționează în sensul comprimării înfășurării.

Eforturile în înfășurări, datorită acestor forțe, sînt:

$$\sigma_r = \frac{F_r}{2\pi w_j s_i} = \frac{338 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 3077 \cdot 3,94} \approx 4,43 \text{ N/mm}^2,$$

pentru înfășurarea exterioară supusă la întindere și

$$\sigma_{aI} = \frac{F_{aI}}{\pi D_{im}(a_i - a_{ii})} = \frac{22,15 \cdot 10^3}{\pi \cdot 302(4,6 - 0,75)} = 6,06 \text{ N/mm}^2$$

pentru înfășurarea interioară, comprimată.

Ambele valori se încadrează în limitele indicate pentru astfel de transformatoare.

5.1.6. VERIFICAREA ÎNCĂLZIRILOR ÎNFĂȘURĂRILOR LA SCURT-CIRCUIT

Timpii de scurtcircuit nefiind impuși, se vor verifica temperaturile cu relația (3.96) pentru timpul maxim $t_{kv} = 5$ s

$$\vartheta_k = \frac{670 t_k}{5,5 \left(\frac{u_k}{J} \right)^2 - t_k} + \vartheta_N = \\ = \frac{670 \cdot 5}{5,5 \left(\frac{5,64}{1,71} \right)^2 - 5} + 105 \approx 54 + 105 = 159^\circ \text{C},$$

valoare sub limita de 200°C dată în tabelul 3.25, chiar luînd $\vartheta_N = 105^\circ \text{C}$ (valoare mai mare ca cea reală de funcționare în sarcină, cum se va arăta în continuare).

5.1.7. DIMENSIONAREA CIRCUITULUI MAGNETIC (DEFINITIV)
ȘI CALCULUL MĂRIMILOR LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

A. Determinarea dimensiunilor circuitului magnetic

Miezul magnetic se realizează din tablă laminată la rece, cu cristale orientate, de tip ARMCO M5 de 0.30 mm grosime, ale cărei caracteristici sînt date în anexele 9 și 10.

a) *Secțiunea coloanei.* Coloana se realizează din șase trepte. Se alege, funcție de diametrul coloanei, lățimea a_1 a primei trepte dintre valorile indicate la paragraful 3.2.2 și utilizînd figura 3.64 se determină înălțimea b_1 a acesteia. Celelalte lățimi ($a_2, a_3, \dots, a_6$) se aleg tot din valorile normalizate, avîndu-se în vedere ca din motive economice înălțimile pachetelor ($b_2, b_3, \dots, b_6$) să fie mai mari de 4–5 mm, iar numărul de tole pe treaptă să fie par, deoarece, adesea, împachetarea se face cu cite două tole deodată pe strat. După stabilirea numărului de tole se recalculează dimensiunea b_2 care intervine la calculul lui b_3 (v. fig. 3.64) ș.a.m.d. Deci $b_1 =$

$$= \sqrt{80^2 - (155/2)^2} = 19.8 \text{ mm și } n_1 = \frac{19.8}{0.3} \approx 66 \text{ tole.}$$

Datele obținute pentru coloane și juguri sînt trecute în tabelul 5.1.

TABELUL 5.1

Lățimile a_{ei} ale treptelor coloanelor de grosime b_i , lățimile a_{ji} ale treptelor jugurilor și arile A_{ei} și A_{ji} ale secțiunilor treptelor

Număr trepte	a_{ei} [mm]	nr. tole	b_i [mm]	A_{ei} [cm ²]	a_{ji} [mm]	A_{ji} [cm ²]
1	155	66	19,8	30,69	175	34,65
2	135	78	23,4	31,59	155	36,27
3	120	32	9,6	11,52	135	12,96
4	105	28	8,4	8,82	120	10,08
5	75	32	9,6	7,20	85	8,16
6	55	14	4,2	2,31	65	2,73

Notă: Dimensiunile geometrice sînt:

$$A'_e = 2 \sum a_{ei} b_i = 2 \sum A_{ei} = 2 \cdot 92,13 = 184,26 \text{ cm}^2; A_e = k_{Fe} A'_e;$$

$$A'_j = 2 \sum a_{ji} b_i = 2 \sum A_{ji} = 2 \cdot 104,85 = 209,7 \text{ cm}^2; A_j = k_{Fe} A'_j;$$

$$b = 2 \sum b_i = 2 \cdot 75 = 150 \text{ mm};$$

$$\text{număr total de tole suprapuse} = 2 \times 250 = 500 \text{ tole.}$$

b) *Secțiunea jugurilor* nu mai este inscriptibilă într-un cerc. Treptele jugurilor s-au luat cu lățimile cu un ordin de mărime mai mare decît cele corespunzătoare coloanelor, ca în figura 3.65 b.

Se puteau lua și alte combinații în afară de cele din figura 3.65.

În funcție de pierderile în fier și de modul de strîngere a jugurilor se pot lua primele două trepte ale jugului de aceeași lățime cu prima treaptă a coloanei adică $a_{j1} = a_{j2} = a_{e1}$, și ultimele trepte $a_{j5} = a_{j6} = a_{e5}$ etc.

c) *Aria netă a secțiunii coloanei*, are componentele din relația (3.100) în tabelul 5.1 și anume

$$A_e = 2k_{Fe} \sum_1^{n_1} a_i b_i = 2 \cdot 0,95 \cdot 9213 = 17504 \text{ mm}^2 = 0,0175 \text{ m}^2.$$

Aria netă a jugurilor

$$A_j = 2k_{Fe} \sum_1^{n_1} a_j b_j = 2 \cdot 0,95 \cdot 10485 = 19920 \text{ mm}^2 = 0,01992 \text{ m}^2.$$

d) *Inducțiile reale*, în baza relațiilor (3.101) sînt:

$$B_e = \frac{U_w}{\sqrt{2} \pi f A_e} = \frac{6,5}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot 50 \cdot 0,0175} = 1,673 \text{ T};$$

$$B_j = B_e \frac{A_e}{A_j} = 1,673 \cdot \frac{0,0175}{0,01992} = 1,469 \text{ T}.$$

e) *Dimensiunile miezului magnetic.*

Înălțimea coloanei, în baza relației (3.102) și a tabelului 3.1 este:

$$H = H_B + l_{0i} + l'_{0i} = 73 + 5 + 5 = 83 \text{ cm}.$$

Distanța C dintre axele coloanelor, rezultă utilizînd figura 3.4 și relația (3.103):

$$C = D_{i2} + a_{ii} = 35 + 2 = 37 \text{ cm}.$$

Lățimea ferestrei:

$$F = C - a_1 = 37 - 15,5 = 21,5 \text{ cm}.$$

În unele cazuri, cînd încălzirea bobinelor este sub limitele admise și se iau măsuri să nu se producă străpungeri între bobinele de joasă și de înaltă tensiune, bobina exterioară de înaltă tensiune se poate ovaliza pentru reducerea cantității de fier (fig. 5.1).

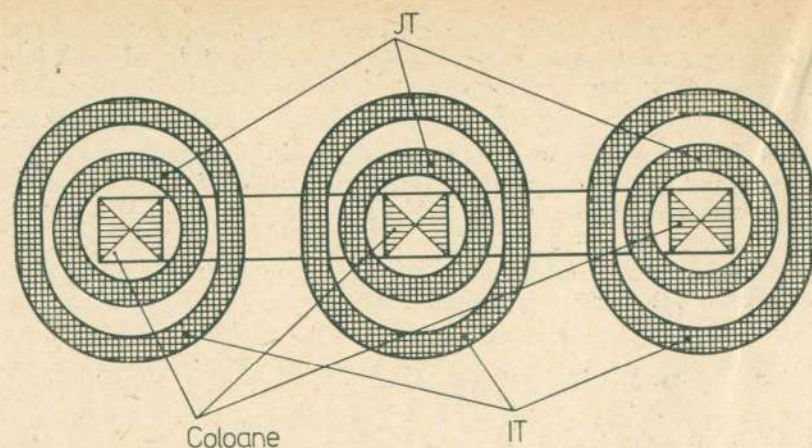


Fig. 5.1. Schița secțiunii orizontale (transversale) prin coloanele și bobinele unui transformator, pentru a arăta direcțiile de ovalizare ale bobinei exterioare.

Ovalizarea conduce la micșorarea ferestrelor F și a distanțelor C dintre axele coloanelor, cu cel puțin distanța a_H și în acest mod se reduce masa circuitului magnetic cu o cantitate destul de mare.

În cazul de față, se poate reduce cel puțin cu

$$4A'_j a_H \gamma_{Fe} = 4 \cdot 2,097 \cdot 0,18 \cdot 7,65 = 11,55 \text{ kg}$$

în care A'_j s-a luat din tabelul 5.1, iar $a_H = 1,8 \text{ cm}$.

f) Modul de împachetare a miezului.

Modul de împachetare la 90° (fig. 3.69) nu se mai folosește în mod curent. Totuși, dimensionarea tolelor circuitului magnetic pentru aceste cazuri este dat la exemplul de calcul de la paragraful 5.2.

În cazul împachetării sub un unghi de 45° sau $45^\circ \pm 15^\circ$, dimensiunile tolelor se aleg, în afară de dimensiunile miezului și de mărimea suprapunerilor tolelor la îmbinări, și pentru asigurarea unei rigidități mecanice mai bune. Din motive tehnologice nu sînt tăiate virfurile la tole, iar din motive practice, aceste virfuri se vor lăsa numai în părțile laterale, cum se arată în figura 5.2. Dimensiunile tolelor pentru cele șase trepte, în ipoteza unei suprapuneri la colțuri pe o lățime de $2 \times 10 \text{ mm}$, sînt date în tabelul 5.2, iar notațiile sînt date în figura 5.2.

TABELUL 5.2

Dimensiunile și numărul tolelor pentru miezul cu îmbinări la 45° și suprapuneri la colțuri de $2 \times 10 \text{ mm}$. Notațiile tolelor corespund cu cele din figura 5.2

Tip tolă	Treapta	lățimea a [mm]	lungimea L [mm]	nr. tole [buc.]
A	1	155	1 160	264
	2	135	1 140	312
	3	120	1 120	128
	4	105	1 105	112
	5	75	1 070	128
	6	55	1 050	56
B	1	155	1 170	132
	2	135	1 150	156
	3	120	1 130	64
	4	105	1 115	56
	5	75	1 080	64
	6	55	1 060	28
C	1	175	375	264
	2	155	375	312
	3	135	375	128
	4	120	375	112
	5	85	375	128
	6	65	375	56
D	1	175	510	264
	2	155	490	312
	3	135	475	128
	4	120	460	112
	5	85	430	128
	6	65	410	56

B. Masa miezului magnetic (pentru dimensiuni, vezi tab. 5.1).

a) Masa coloanelor, dată de relația (3.105) este

$$G_c = 2ck_{Fe}\gamma_{Fe} \cdot 10^{-6} [Ha_{1c}b_{1c} + (H + a_{1j} - a_{2j})a_{2c}b_{2c} + \dots + \\ + (H + a_{1j} - a_{nj})a_{nc}b_{nc}] = 2 \cdot 3 \cdot 0,95 \cdot 7\,650 \cdot 10^{-6} [83 \cdot 15,5 \cdot 1,98 + \\ + (83 + 17,5 - 15,5) \cdot 13,5 \cdot 2,34 + (83 + 17,5 - 13,5) \cdot 12 \cdot 0,96 + \\ + (83 + 17,5 - 12) \cdot 10,5 \cdot 0,84 + (83 + 17,5 - 8,5) \cdot 7,5 \cdot 0,96 + \\ + (83 + 17,5 - 6,5) \cdot 5,5 \cdot 0,42] = 339,6 \text{ kg.}$$

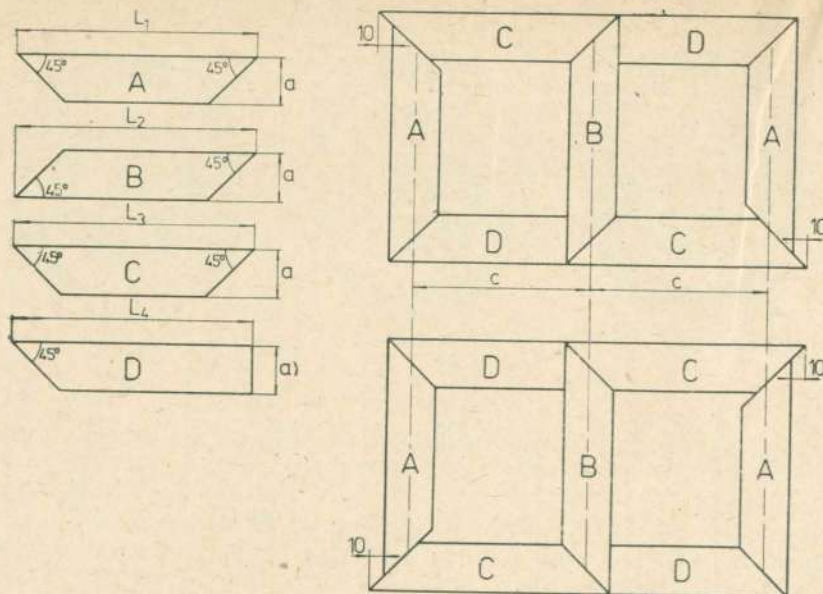


Fig. 5.2. Un sistem de împachetare a miezului prin țesere cu îmbinări la 45° și suprapuneri la îmbinări (două straturi succesive).

b) Masa colțurilor, dată de relația (3.106), este

$$\begin{aligned} G_{co} &= 4ck_{Fe}\gamma_{Fe} \cdot 10^{-6} [a_{1c}b_{1c}a_{1j} + a_{2c}b_{2c}a_{2j} + \dots + a_{nc}b_{nc}a_{nj}] = \\ &= 4 \cdot 3 \cdot 0,95 \cdot 7650 \cdot 10^{-6} [15,5 \cdot 1,98 \cdot 17,5 + 13,5 \cdot 2,34 \cdot 15,5 + \\ &+ 12 \cdot 0,96 \cdot 13,5 + 10,5 \cdot 0,84 \cdot 12 + 7,5 \cdot 0,96 \cdot 8,5 + \\ &+ 5,5 \cdot 0,42 \cdot 6,5] = 119,1 \text{ kg.} \end{aligned}$$

c) Masa jugurilor, dată de relația (3.107) este

$$\begin{aligned} G_j &= 4(c-1)k_{Fe}\gamma_{Fe} \cdot 10^{-6} [(C-a_{1c})a_{1j}b_{1j} + (C-a_{2c})a_{2j}b_{2j} + \\ &+ \dots + (C-a_{nc})a_{nj}b_{nj}] = 4(3-1) \cdot 0,95 \cdot 7650 \cdot 10^{-6} [(37- \\ &15,5)17,5 \cdot 1,98 + (37-13,5)15,5 \cdot 2,34 + (37-12)13,5 \cdot 0,96 + \\ &+ (37-10,5)12 \cdot 0,84 + (37-7,5)8,5 \cdot 0,96 + (37-5,5)6,5 \cdot 0,42] = \\ &= 143,3 \text{ kg.} \end{aligned}$$

d) Masa totală a miezului magnetic

$$G_m = G_c + G_{co} + G_j = 339,6 + 119,1 + 143,3 = 602 \text{ kg.}$$

C. Calculul pierderilor în fier, pentru împachetarea la 45°, se face pe baza relației (3.109).

Tabla aleasă în cazul de față este de tip ARMC0 M5, groasă de 0,3 mm, pentru care, cu pierderile specifice din anexă, se obțin pierderile în fier

$$\begin{aligned} P_0 &= k_{0Fe}(p_{0c}G_c + p_{0co}G_{co} + p_{0j}G_j) = 1,17(1,25 \cdot 339,6 + \\ &+ 1,05 \cdot 119,1 + 0,9 \cdot 143,3) = 795 \text{ W.} \end{aligned}$$

Valorile pierderilor specifice s-au ales din curbele din anexa 9 (fig. 9-II) pentru tola M5 de 0,3 mm grosime (pentru colțuri s-a luat media inducțiilor din coloană și jug $B_{co} = (B_c + B_j)/2$).

După cum se vede, pierderile în fier obținute sînt cu 5,4% mai mici decît cele impuse prin temă. În vederea creșterii pierderilor se pot lua treptele jugului $a_{1j} = a_{2j} = a_{1c} = 155 \text{ mm}$ (fig. 3.65 c) sau alte combinații indicate, combinații care conduc la creșterea inducției în juguri și, în consecință, la creșterea pierderilor în fier. Se poate lua chiar soluția cu secțiunea jugului egală cu cea a coloanei și, în acest caz, masa jugurilor și a colțurilor se reduce la valoarea

$$\begin{aligned} G'_{co} + G'_j &= (G_{co} + G_j) \frac{A_c}{A_j} = (119,1 + 143,3) \cdot \\ &\cdot \frac{0,0175}{0,01992} \simeq 230,6 \text{ kg} \end{aligned}$$

Masa miezului devine:

$$G'_m = 339,6 + 230,6 = 570,2 \text{ kg,}$$

iar pierderile în fier:

$$P_0 = 1,17 \cdot 1,25 \cdot 570,2 = 834 \text{ W}$$

deci valoarea impusă prin temă.

Dacă se folosește tola M6 dar tot de 0,3 mm (anexa 9, fig. 9-II)

$P_0 = 1,17(1,5 \cdot 339,6 + 1,2 \cdot 119,1 + 1,0 \cdot 143,3) = 930 \text{ W}$, o valoare cu 10,7% mai mare decît valoarea impusă prin temă.

Valoarea avantajoasă, se obține pentru cazul în care secțiunea coloanei este egală cu cea a jugului și chiar cu o creștere a induc-

ției în coloană, deci cu reducerea grosimei unei trepte cu câteva tole. Se pot face calcule exacte în acest sens. Nu poate fi scoasă din discuție nici soluția cu tablă M6.

D. Curentul la funcționarea în gol.

Considerind deci tola M5 de 0,3 grosime, varianta cu secțiunea jugului egală cu cea a coloanei, rezultă din anexa 10 (fig. 10-II) pentru $B = 1,673$ T, $q = 1,2$ VAr/kg, pentru care cu relația (3.110) se determină

$$Q_0 = k_{0\mu} q G'_m = 1,12 \cdot 1,2 \cdot 570,2 = 734 \text{ VAr.}$$

Dacă se realizează miezul în prima variantă, cu $A_j \neq A_c$, dar cu tola tip M6 groasă de 0,30 mm, atunci

$$Q_0 = k_{0\mu}(q_{0c} G_c + q_{0co} G_{co} + q_{0j} G_j) = 1,12(1,5 \cdot 339,6 + 1,0 \cdot 119,1 + 0,75 \cdot 143,3) = 825 \text{ VAr.}$$

OBSERVAȚIE. La aceste tipuri de tablă, puterea de magnetizare a întrefierurilor este inclusă în puterea specifică de magnetizare a tablei.

Dacă se utilizează tablă M6 însă de 0,35 mm, pentru $A_j = A_c$ se obține, de exemplu, $Q_0 = 1,12 \cdot 4,2 \cdot 570,2 = 2\,681$ VAr.

Curentul la funcționarea în gol, pentru tabla M5 de 0,3 mm și cu $A_j = A_c$, este

$$i_0 = \sqrt{i_{0a}^2 + i_{0r}^2} = \sqrt{0,2^2 + 0,18^2} = 0,27\%$$

unde

$$i_{0a} = \frac{P_0}{10 S_N} = \frac{834}{10 \cdot 400} = 0,2\% ;$$

$$i_{0r} = \frac{Q_0}{10 S_N} = \frac{734}{10 \cdot 400} = 0,18\% .$$

Valoarea curentului de funcționare în gol este foarte mică, deoarece pentru acest tip de tola cotel curbei este în zona valorii inducției de 1,65 T ceea ce înseamnă că se pot utiliza la transformatoare inducții până la 1,72 T. În practică, dacă îmbinările la colțuri nu se fac îngrijit, pot crește întrefierurile și deci, curenții de funcționare în gol față de cei calculați. Acest lucru poate fi luat în considerație de fiecare întreprindere constructoare prin luarea unei valori mai mari pentru coeficientul $k_{c\mu}$.

5.1.8. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE ÎN SARCINĂ

Se determină conform indicațiilor de la paragraful 3.6: randamentul la sarcină nominală și $\cos \varphi_2 = 0,7$ inductiv, conform relației (3.117)

$$\eta = \frac{\beta S_N \cos \varphi_2}{\beta S_N \cos \varphi_2 + \beta^2 P_{Wx} + P_0} = \frac{1 \cdot 400 \cdot 0,7}{1 \cdot 400 \cdot 0,7 + 1^2 \cdot 6,502 + 0,834} = 0,974.$$

Randamentul este maxim la sarcină nominală pentru valoarea :

$$\beta_m = \frac{I}{I_N} \sqrt{\frac{P_0}{P_k}} = \sqrt{\frac{834}{6\,502}} = 0,358 ;$$

căderea de tensiune pentru $\cos \varphi_2 = 0,7$ inductiv la sarcina nominală ($\beta = 1$) este, conform relației (3.116)

$$\Delta u_2(\%) \approx \beta(u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{kr} \sin \varphi_2) = 1 \cdot (1,62 \cdot 0,7 + 5,4 \cdot 0,7) = 4,91\% .$$

5.1.9. CALCULUL TERMIC AL TRANSFORMATORULUI

A. Căderea de temperatură dintre înfășurare și ulei.

a) La înfășurarea de joasă tensiune, de tip cilindric, temperatura medie a bobinei se poate considera egală cu cea maximă, și deci $\vartheta_1 = \vartheta_2 = 0$.

Căderea de temperatură în izolația conductoarelor, în baza relației (4.8), este

$$\vartheta_3 = q_j \frac{\delta}{\lambda_{iz}} \cdot 10^{-4} = 520 \cdot \frac{0,022}{0,0014} \cdot 10^{-4} = 0,8^\circ\text{C}.$$

b) La înfășurarea de înaltă tensiune, de tip stratificat, $\vartheta_1 \neq \vartheta_2$ și pentru bobina exterioară, mai groasă, căderea maximă de temperatură, în baza relației (4.10) este

$$\vartheta_1 = \frac{pa_\delta}{8\lambda_m} = \frac{1,65 \cdot 10^{-2} \cdot 2,25}{8 \cdot 1,457 \cdot 10^{-3}} = 7,2^\circ\text{C}.$$

Căderea medie de temperatură, dată de relația (4.7) este

$$\vartheta_2 = \frac{2}{3} \vartheta_1 = \frac{2}{3} \cdot 7,2 = 4,8^\circ\text{C}, \text{ deoarece fiecare bobină este răcită pe ambele fețe.}$$

La calculul căderii maxime de temperatură, ϑ_1 s-a avut în vedere că în baza relației (4.12)

$$p = k_0 \frac{J^2 d^2}{(d' + \delta_s) d'} \cdot 10^{-2} = 1,68 \frac{(1,69)^2 \cdot 0,224^2 \cdot 10^{-2}}{(0,26 + 0,072) 0,26} = 1,65 \cdot 10^{-2} \text{ W/cm}^3$$

și, în baza relației (4.14),

$$\lambda_m = \frac{\lambda \lambda_s (d' + \delta_s)}{\lambda \delta_s + \lambda_s d'} = \frac{1,4 \cdot 1,7 \cdot 10^{-3} (0,26 + 0,072)}{1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,072 + 1,7 \cdot 10^{-3} \cdot 0,26} = 1,457 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^\circ\text{C}.$$

Grosimea bobinei care are $n_s'' = 7$ straturi este

$$a_b = n_s'' d' + (n_s'' - 1) \delta_{iz} = 7 \cdot 2,6 + 6 \cdot 0,72 = 22,52 \text{ mm} \approx 2,25 \text{ cm},$$

pentru $\delta_s = \delta_{iz} = 0,72 \text{ mm}$.

c) Căderea de temperatură între suprafața bobinei și ulei, în baza relației (4.17) este:
pentru joasa tensiune

$$\vartheta_{4j} = 0,285 q_j^{0,6} = 0,285 \cdot 520^{0,6} \approx 12,1^\circ\text{C};$$

pentru înalta tensiune

$$\vartheta_{4i} = 0,285 q_i^{0,6} = 0,285 \cdot 490^{0,6} \approx 11,8^\circ\text{C}.$$

d) Căderea medie de temperatură dintre înfășurare și ulei, are pentru înalta tensiune valoarea (vezi relația (4.19))

$$\vartheta_{mbu} = \vartheta_2 + \vartheta_3 + \vartheta_4 = 4,8 + 0,8 + 11,8 = 17,4^\circ\text{C},$$

valoare mai mare decât cea a înfășurării de JT pentru care $\vartheta_2 = 0$

B. Căderea maximă de temperatură între miez și ulei se estimează cu relația (4.20)

$$\vartheta_{max fu} = \vartheta_1' \frac{\vartheta_1'' + 1,5 \vartheta_1''}{\vartheta_1' + \vartheta_1'' + 1,5 \vartheta_1'} = 1,36 \frac{6,8 + 1,5 \cdot 8,5}{1,36 + 7,04 + 6,8 + 1,5 \cdot 1,36} = 1,54^\circ\text{C}$$

în care, conform relațiilor (4.21):

$$\vartheta_1' = \frac{p a^2}{8 \lambda_i} = \frac{9,08 \cdot 10^{-3} \cdot (15,5)^2}{8 \cdot 0,2} = 1,36^\circ\text{C};$$

$$\vartheta_4' = \frac{p a}{2 \alpha_{conv}} = \frac{9,08 \cdot 10^{-3} \cdot 15,5}{2 \cdot 0,01} = 7,04^\circ\text{C};$$

$$\vartheta_1'' = \frac{p b^2}{8 \lambda_i} = \frac{9,08 \cdot 10^{-3} \cdot 15^2}{8 \cdot 0,03} = 8,5^\circ\text{C};$$

$$\vartheta_4'' = \vartheta_4' \frac{b}{a} = 7,04 \cdot \frac{15}{15,5} = 6,8^\circ\text{C};$$

unde $a = a_{c1} = 15,5 \text{ cm}$ și $b = 2 \sum b_i = 15 \text{ cm}$ (v. tabelul 5.1).

$$p = p_0 \gamma_{Fe} k_{Fe} = 1,25 \cdot 7659 \cdot 0,95 = 9080 \text{ W/m}^3 = 9,08 \cdot 10^{-3} \text{ W/cm}^3;$$

$$\alpha_{conv} = 100 \text{ W/m}^2\text{C} = 0,01 \text{ W/cm}^2\text{C}.$$

Pierderile în fier fiind reduse și căderea de temperatură la miez la ulei este destul de redusă.

C. Dimensiunile interioare ale cuvei și suprafețele de cedare a căldurii.

a) Considerînd cuva dreptunghiulară, dimensiunile cuvei date de relațiile (4.1) sînt:

$$A = 2C + D_{i2} + 2s_5 = 2 \cdot 37 + 35 + 4,5 = 113,5 \text{ cm};$$

$$B = D_{i2} + s_1 + s_2 + d_1 + s_3 + s_4 + d_2 = 35 + 5 + 5 + 0,26 + 4,5 + 4,5 + 0,9 \approx 55 \text{ cm};$$

$$H_{ce} = H + 2H_j + H_{je} + H_{sj} = 83 + 2 \cdot 17,5 + 30 + 3 = 151 \text{ cm}.$$

Distanțele de izolație $s_1 \dots s_5$ (fig. 4.8) se aleg din tabelul 4.8, avîndu-se în vedere nota acestui tabel, iar H_{je} din tabelul 4.9. Căderea de temperatură de la cuvă la aer, se estimează cu relația (4.25) la

$$\vartheta_{ca} \leq 55^\circ - \vartheta_{mbu} = 55 - 17,4 = 37,6^\circ\text{C} \approx 37^\circ\text{C}.$$

b) Aria suprafeței verticale a cuvei este conform relației (4.26)

$$S_{cv} = 2(A + B)H_{cv} = 2(113,5 + 55) \cdot 151 = 5,08 \cdot 10^4 \text{ cm}^2 = 5,08 \text{ m}^2.$$

c) Aria suprafețelor de radiație, considerînd-o cu 50% mai mare decît a pereților verticali ai cuvei,

$$S_r = kS_{cv} = 1,5S_{cv} = 1,5 \cdot 5,08 \approx 7,51 \text{ m}^2.$$

d) Aria suprafeței de convecție se poate aproxima cu relația (4.28)

$$S_{co} = \frac{1,05(P_k + P_o)}{2,5 \cdot \vartheta_{ca}^{1,25}} - 1,12S_r = \frac{1,05(6 \cdot 502 + 834)}{2,5 \cdot 37^{1,25}} - 1,12 \cdot 7,51 = 33,87 - 8,41 = 25,46 \text{ m}^2.$$

e) Aria elementelor de răcire atașate cuvei de arie $S_{cv} = 5,08 \text{ m}^2$ este, conform relației (4.29)

$$S_{er} = S_{co} - S_{cv} = 25,46 - 5,08 = 20,38 \text{ m}^2.$$

Dacă se aleg radiatoare cu țevi drepte (tabelul 4.5) lungimea lor nu poate fi decît $L = 115 \text{ cm}$, iar aria de convecție corespunzătoare unui element este $3,4 + 0,4 = 3,8 \text{ m}^2$. Deci $20,38 : 3,8 = 6$ radiatoare. Avînd în vedere dimensiunile radiatoarelor din figura 4.5, ele se pot așeza ca în figura 5.3.

În acest caz aria de convecție este

$$S_{co} = S_{cv} + 6S'_{er} = 5,08 + 6 \cdot 3,8 = 27,88 \text{ m}^2$$

iar aria de radiație conform fig. 5.3 este

$$S_r = 2(A + 60 + B + 60)H_{cv} = 2(173,5 + 115) \cdot 151 \cdot 10^{-4} = 8,71 \text{ m}^2.$$

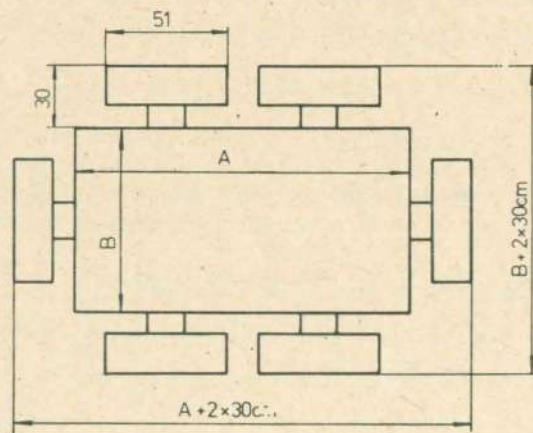


Fig. 5.3. Modul de așezare a radiatoarelor în jurul cuvei (radiatoare de tipul din fig. 4.5 și cu dimensiunile din tabelul 4.5).

D. Definitivarea căderilor de temperatură din transformator.

a) Cu aceste date, în baza relației (4.30), căderea de temperatură de la cupă la aer este

$$\vartheta_{ca} = \left[\frac{1,05(P_k + P_o)}{2,8S_r + 2,5S_{co}} \right]^{0,8} = \left[\frac{1,05(6 \cdot 502 + 834)}{2,8 \cdot 8,71 + 2,5 \cdot 27,88} \right]^{0,8} = 82,62^{0,8} \approx 34^\circ\text{C}.$$

b) Căderea de temperatură de la ulei la cuvă, în baza relației (4.31) este

$$\vartheta_{uc} = 0,165k_1 \left[\frac{1,05(P_k + P_o)}{S_{co}} \right]^{0,6} = 0,165 \cdot 1 \left[\frac{1,05(6 \cdot 502 + 834)}{27,88} \right]^{0,6} = 0,165 \cdot 278^{0,6} \approx 4,8^\circ\text{C}.$$

c) În final, căderea medie de temperatură de la ulei la aer, conform relației (4.32)

$$\vartheta_{Mua} = 1,2(\vartheta_{uc} + \vartheta_{ca}) = 1,2(4,8 + 34) = 46,6^\circ\text{C} < 60^\circ\text{C}.$$

d) Căderea de temperatură de la bobină la aer

$$\vartheta_{ba} = \vartheta_{mbu} + \vartheta_{uc} + \vartheta_{ca} = 17,4 + 4,8 + 34 = 56,2^\circ\text{C}.$$

iar temperatura bobinei

$$\vartheta_b = \vartheta_{ba} + \vartheta_a = 56,2 + 40 = 96,2^\circ\text{C} < 105^\circ\text{C},$$

deci transformatorul este bine dimensionat.

5.2. DIMENSIONAREA UNUI TRANSFORMATOR TRIFAZAT USCAT

Date de proiectare :

Transformator trifazat uscat cu înfășurări din cupru și cu circuitul magnetic realizat din tablă laminată la rece cu cristale orientate cu următoarele date nominale :

puterea nominală

$$S_N = 40 \text{ kVA};$$

tensiunea de alimentare $U_t = 380 \text{ V}$;

$U_j = 240 \text{ V}$; conexiunea $Dd - 0$;

$u_k = 3,6\%$;

clasa de izolație F ;

protecția $IP00$.

5.2.1. MĂRIMILE ELECTRICE DE BAZĂ

Tensiunile de fază

$$U_{Jf} = U_{Ji} = 240 \text{ V}; \quad U_{If} = U_{Ii} = 380 \text{ V}.$$

Curenții de fază

$$I_{Jf} = \frac{S_N}{3U_{Jf}} = \frac{40 \cdot 10^3}{3 \cdot 240} = 55,5 \text{ A};$$

$$I_{If} = \frac{S_N}{3U_{If}} = \frac{40 \cdot 10^3}{3 \cdot 380} = 35 \text{ A}.$$

Puterea pe coloană, respectiv fază,

$$S_1 = \frac{S_N}{3} = \frac{40}{3} = 13,33 \text{ kVA}.$$

5.2.2. DETERMINAREA DIMENSIUNILOR PRINCIPALE (ORIENTATIVE)

Diametrul coloanei, determinat cu relația (3.18)

$$D = 16 \sqrt[4]{\beta \frac{a_0 k_R}{k_m^2 E_c^2} \frac{S_1}{f u_{kr}}} = 16 \sqrt[4]{2,5 \cdot \frac{3 \cdot 0,95}{0,874^2 \cdot 1,6^2} \cdot \frac{13,33}{50 \cdot 3,6}} \approx 11,5 \text{ cm}.$$

Avind în vedere valorile normalizate ale diametrelor (vezi paragraful 3.2.2) se poate alege $D = 10 \text{ cm}$ sau $D = 12,5 \text{ cm}$. Așa cum se va vedea se preferă soluția $D = 12,5 \text{ cm}$ care conduce la fier mai mult și la cupru mai puțin. Mărimile care au intervenit la calculul diametrului s-au ales în baza explicațiilor de la paragraful 3.2 și anume:

Factorul lui Rogowski, adimensional, s-a luat $k_R = 0,95$.

Factorul de configurație geometrică, $\beta = 2,5$ în baza tabelului 3.7.

Factorul de umplere a coloanei, conform tabelelor 3.5 și 3.6 se ia $k_m = k_{Fe} k_g = 0,95 \cdot 0,92 = 0,874$.

Inducția în coloană, în baza indicațiilor de la paragraful 3.1.4 se ia $B_c = 1,6 \text{ T}$.

Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit se poate aproxima cu tensiunea de scurtcircuit, într-o primă aproximație. Deci $u_{kr} \approx u_k = 3,6\%$.

Lățimea echivalentă a canalului de dispersie, dată de relația (3.16)

$$a_\sigma = a_{Ji} + \frac{a_j + a_i}{3} = 1,5 + 1,5 = 3 \text{ cm}$$

unde $a_{Ji} = 1,5 \text{ cm}$, în baza tabelului 3.2 și a tabelului 3.17, avându-se în vedere că tensiunile transformatorului au același nivel de izolație, clasa de izolație fiind F , și se urmărește o solicitare electrică mai mare, cu o densitate de suprafață a pierderilor mai mare. În baza relației (3.22), și a tabelului 3.8, cu precizarea că tensiunile sînt joase, izolația de sticlă este subțire, curenții mari și factorul de umplere bun,

$$\frac{a_j + a_i}{3} = k_a \sqrt[4]{S_1} = 0,8 \sqrt[4]{13,3} \approx 1,5 \text{ cm}.$$

Aria secțiunii coloanei

$$A_c = k_m \frac{\pi D^2}{4} = 0,874 \cdot \frac{\pi \cdot 12,5^2}{4} = 107,2 \text{ cm}^2.$$

Înălțimea orientativă a bobinelor

$$H_B = \frac{\pi D_m}{\beta} = \frac{\pi \cdot 21}{2,5} \approx 26 \text{ cm}$$

unde $\beta = 2,5$ iar în baza relației (3.34)

$$D_m = D + 2a_{oj} + a_{Ji} + (a_j + a_i) = 12,5 + 2 \cdot 1,25 + 1,5 + 1 + 3 \cdot 1,5 = 19,5,$$

luîndu-se în baza tabelului 3.2, $a_{oj} = 21 \text{ cm}$.

5.2.3. ALEGEREA ȘI DIMENSIONAREA ÎNFĂȘURĂRIILOR

A. Determinarea numerelor de spire și a secțiunilor conductoarelor

a) Tensiunea pe spirală, dată de relația (3.58) este

$$U_w = \sqrt{2} \pi f A_c B_c = \sqrt{2} \pi \cdot 50 \cdot 0,01072 \cdot 1,6 = 3,79 \text{ V}.$$

b) Calculul numărului de spire

$$w_j = \frac{240}{3,79} \approx 63 \text{ spire};$$

$$w_i = \frac{380}{3,79} \approx 100 \text{ spire}.$$

c) Secțiunile conductoarelor

$$s_j = \frac{I_{Jf}}{J} = \frac{55,5}{3} \approx 18,5 \text{ mm}^2;$$

$$s_i = \frac{I_{If}}{J} = \frac{35}{3} \approx 11,6 \text{ mm}^2.$$

B. Dimensionarea înfășurărilor

a) Având în vedere numerele de spire și secțiunile conductoarelor se vor alege înfășurări cilindrice.

Cele două înfășurări au același nivel de izolație, de 1000 V. Deci nu se impune poziționarea lor față de miez pentru gradarea izolației. Tensiunea de 380 V fiind o tensiune normalizată de alimentare, transformatorul poate avea în secundar și alte tensiuni, în afară de 240 V, tensiuni pentru care se pot recalcula înfășurările secundare corespunzătoare. În aceste ipoteze, se impune ca înfășurarea corespunzătoare tensiunii de 380 V să fie în interior (pentru a nu fi modificată), iar cea de 240 V în exterior. În acest caz sînt precizate deci înfășurările *primară* și *secundară*. Mărimile aferente se vor nota, în continuare, cu indicele 1 (pentru primar) și cu indicele 2 (pentru secundar).

Având densități de curent mari, grosimile bobinelor vor trebui să fie sub 1 cm pentru a nu se ajunge la densități de suprafață ale pierderilor prea mari. Se pot alege mai multe variante. Una dintre acestea este cînd înfășurarea primară (1) se realizează în 4 straturi și cea secundară (2) în trei straturi, adică

$$w_1 = w_1 = 100 = 4 \times 25 \text{ spire și}$$

$$w_2 = w_2 = 63 = 3 \times 21 \text{ spire.}$$

Conexiunile fiind în triunghi, numerele de spire calculate sînt bune, divizîndu-se exact.

Tensiunea pe spiră corespunzătoare este $U_w = \frac{380}{100} = 3,8 \text{ V}$, iar inducția $B_c = \frac{U_w}{\sqrt{2\pi/A_c}} = \frac{3,8}{\sqrt{2\pi \cdot 50 \cdot 0,0107}} = 1,604 \text{ T}$, valoare care se încadrează în limite.

b) Dacă pentru înfășurarea primară se aleg conductoarele de cupru izolate cu două straturi de sticlă (STAS 10575-76) $\frac{a \times b}{a' \times b'} = \frac{1,6 \times 7,1}{1,93 \times 7,43}$ cu $s_1 = 11,2 \text{ mm}^2$, rezultă $J_1 = \frac{I_1}{s_1} = \frac{35}{11,2} = 3,12 \text{ A/mm}^2$ valoare admisă pentru clasa de izolație F (tabelul 3.10).

OBSERVAȚIE. STAS 2873-76 (anexa 5) este pentru dimensiunile conductoarelor profilate iar STAS 10575-76 este pentru conductoarele din cupru profilate izolate cu email și sticlă.

Bobina se realizează din patru straturi, iar înălțimea și grosimea bobinei sînt:

$$H_{B1} = (w_s + 1)b' = (25 + 1) \cdot 7,43 \approx 195 \text{ mm} = 19,5 \text{ cm};$$

$$a_1 = a_1 = n_s a' + (n_s - 1)\delta_{tz} = 4 \cdot 1,93 + 3 \cdot 0,2 = 8,32 \text{ mm} \approx 0,83 \text{ cm.}$$

Dimensiunile radiale ale bobinei (fig. 3.57) sînt:

$$D_{11} = D + 2a_0 = 12,5 + 2 \cdot 1,25 = 15 \text{ cm};$$

$$D_{1m} = D_{11} + a_1 = 15 + 0,83 = 15,85 \text{ cm};$$

$$D_{12} = D_{1m} + a_1 = 15,85 + 0,83 = 16,7 \text{ cm.}$$

Dacă pentru înfășurarea secundară se aleg tot conductoare profilate de cupru izolate cu două straturi de sticlă (2S) din STAS 10575-76 de dimensiuni $\frac{a \times b}{a' \times b'} = \frac{2,24 \times 8}{2,57 \times 8,33}$ și $s_2 = 17,6 \text{ mm}^2$, rezultă densitatea de curent $J_2 = \frac{I_2}{s_2} = \frac{55,5}{17,6} = 3,15 \text{ A/mm}^2$ (a se vedea tabelul 3.10).

Cunoscînd dimensiunile conductoarelor se determină

$$H_{B2} = (w_s + 1)b' = (21 + 1) \cdot 8,33 \approx 185 \text{ mm} = 18,5 \text{ cm};$$

$$a_2 = n_s a' + (n_s - 1)\delta_{tz} = 3 \cdot 2,57 + 2 \cdot 0,2 = 8,31 \text{ mm} = 0,83 \text{ cm.}$$

Dimensiunile radiale ale bobinei (fig. 3.57) se determină alegînd $a_{11} = a_{12} = 1,8 \text{ cm}$ (ceva mai mare ca 1,5 cm, pentru răcire):

$$D_m = D_{12} + a_{12} = 16,7 + 1,8 = 18,5 \text{ cm};$$

$$D_{21} = D_m + a_{12} = 18,5 + 1,8 = 20,3 \text{ cm};$$

$$D_{2m} = D_{21} + a_2 = 20,3 + 0,83 = 21,15 \text{ cm};$$

$$D_{22} = D_{2m} + a_2 = 21,15 + 0,83 = 22 \text{ cm.}$$

5.2.4. CALCULUL PARAMETRILOR DE SCURTCIRCUIT

A. Masele înfășurărilor se determină cu relațiile (3.70) avîndu-se în vedere că sînt din cupru:

$$G_{w1} = c_{\gamma w} \pi D_{1m} s_1 w_1 \cdot 10^{-8} = 3 \cdot 8 \cdot 900 \cdot \pi \cdot 15,85 \cdot 11,2 \cdot 100 \cdot 10^{-8} = 15 \text{ kg};$$

$$G_{w2} = c_{\gamma w} \pi D_{2m} s_2 w_2 \cdot 10^{-8} = 3 \cdot 8 \cdot 900 \cdot \pi \cdot 21,15 \cdot 17,6 \cdot 63 \cdot 10^{-8} = 20 \text{ kg.}$$

B. Pierderile de scurtcircuit

a) Pierderile de bază din înfășurări, date de relațiile (3.69) sînt:

$$P_{w1} = k_m J_1^2 G_{w1} = 2,72 \cdot 3,12^2 \cdot 15 = 398 \text{ W};$$

$$P_{w2} = k_m J_2^2 G_{w2} = 2,72 \cdot 3,15^2 \cdot 20 = 540 \text{ W}.$$

b) Factorii de majorare a pierderilor din înfășurări se determină cu relațiile (3.71 a)

$$k_{r1} = 1 + 0,095 \alpha_{p1}^2 a^4 (m^2 - 0,2) = 1 + 0,095 \cdot 0,86^2 \cdot 0,16^4 (4^2 - 0,2) = 1,0007 \approx 1;$$

$$k_{r2} = 1 + 0,095 \cdot 0,86^2 \cdot 0,224^4 (3^2 - 0,2) = 1,001 \approx 1$$

în care

$$\alpha_{p1} = \frac{bn}{H_{B1}} k_R = \frac{7,1 \cdot 25}{195} \cdot 0,95 = 0,86;$$

$$\alpha_{p2} = \frac{bn}{H_{B2}} k_R = \frac{8 \cdot 21}{185} \cdot 0,95 = 0,86.]$$

c) Pierderile în legături pentru cele trei faze se determină cu ajutorul relațiilor (3.77) și (3.78)

$$P_{l1} = P_{w1} \frac{l_1}{3\pi D_{1m} w_1} = 398 \cdot \frac{14 \cdot 19,5}{3\pi \cdot 15,85 \cdot 100} \approx 8 \text{ W};$$

$$P_{l2} = P_{w2} \frac{l_2}{3\pi D_{2m} w_2} = 540 \cdot \frac{14 \cdot 18,5}{3\pi \cdot 21,15 \cdot 63} = 12 \text{ W}.$$

d) Pierderile totale de scurtcircuit, date de relația (3.66) sînt

$$P_k = k_{r1} P_{w1} + k_{r2} P_{w2} + P_{l1} + P_{l2} = 398 + 540 + 8 + 12 = 958 \text{ W}.$$

e) Densitatea de suprafață a pierderilor se determină cu relația (3.75)

$$q_1 = \frac{k_{r1} P_{w1}}{c S_{w1}} = \frac{1 \cdot 398}{3 \cdot 0,1648} = 805 \text{ W/m}^2;$$

$$q_2 = \frac{k_{r2} P_{w2}}{c S_{w2}} = \frac{1 \cdot 540}{3 \cdot 0,221} = 814 \text{ W/m}^2$$

în care pentru cele cîte 2 suprafețe (interioară și exterioară):

$$S_{w1} = n_{a1} k_p \pi D_{1m} H_{B1} = 2 \cdot 0,85 \cdot \pi \cdot 15,85 \cdot 19,5 = 1648 \text{ cm}^2 = 0,1648 \text{ m}^2;$$

$$S_{w2} = 2 \cdot 0,9 \cdot \pi \cdot 21,15 \cdot 18,5 = 2210 \text{ cm}^2 = 0,221 \text{ m}^2.$$

Valorile densităților de suprafață ale pierderilor, pentru canalul $a_{12} = 1,8 \text{ cm}$ asigură o funcționare a transformatorului fără ca temperatura să depășească limitele corespunzătoare clasei de izolație F (tabelul 3.17).

C. Tensiunea de scurtcircuit

a) Componenta activă a tensiunii de scurtcircuit se calculează cu relația (3.21)

$$u_{ka} = \frac{P_k}{10 S_N} = \frac{958}{10 \cdot 40} \approx 2,40 \%$$

b) Componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit se calculează cu relația (3.80)

$$u_{kr} = \frac{7,92 f S_1 l_m a_{\sigma} k_R k_q}{U_n^2 H_B} \cdot 10^{-3} = \frac{7,92 \cdot 50 \cdot 13,33 \cdot 58 \cdot 2,35 \cdot 0,94 \cdot 1,007 \cdot 10^{-3}}{3,8^2 \cdot 19,5} \approx 2,42 \%$$

în care:

$$a_{\sigma} = a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} = 1,8 + \frac{0,83 + 0,83}{3} \approx 2,35 \text{ cm};$$

din relația (3.82)

$$l_m = \pi \left(D_{11} + a_{12} + \frac{a_2 + 3a_1}{2} \right) = \pi \left(15 + 1,8 + \frac{0,83 + 3 \cdot 0,83}{2} \right) \approx 58 \text{ cm};$$

$$k_R = 1 - \frac{1}{2\pi x} = 1 - \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,81} = 0,94;$$

$$x = \frac{H_B}{2(a_{12} + a_1 + a_2)} = \frac{19,5}{2(1,8 + 0,88 + 0,83)} = 2,81;$$

$$x = \frac{H_{B1} - H_{B2}}{H_{B1}} = \frac{19,5 - 18,5}{19,5} = \frac{1}{19,5} = 0,051;$$

$$k_q = 1 + \frac{x^2 H_B}{r a_{\sigma} k_R} = 1 + \frac{(0,051)^2 \cdot 19,5}{3 \cdot 2,35 \cdot 0,94} = 1,007.$$

c) Tensiunea de scurtcircuit

$$u_k = \sqrt{u_{ka}^2 + u_{kr}^2} = \sqrt{2,40^2 + 2,42^2} \approx 3,41\%$$

o valoare cu 3,8% mai mică decît valoarea impusă. În afara posibilităților de alegere a altor conductoare din STAS 10575-76 se poate crește u_k făcînd $a_{12} = 2$ cm. În acest caz $a_\sigma = 2,55$ cm și $l_m = 58,6$ cm, iar $u_{kr} = 2,63$ și $u_k = 3,61\%$.

5.2.5. VERIFICAREA SOLICITĂRILOR MECANICE

A. Forțele radiale care acționează asupra înfășurărilor se determină cu relația (3.87).

$$F_r = 0,628 \left(\frac{I_{km} w}{1000} \right)^2 \frac{l_m}{H_B} = 0,628 \left(\frac{2354 \cdot 63}{1000} \right)^2 \frac{58}{19,5} = 41,1 \cdot 10^3 \text{ N}$$

în care :

$$I_{km} = 100 \sqrt{2} \frac{I_N}{u_k} \left(1 + e^{-\frac{u_{ka}}{u_{kr}}} \right) = 100 \sqrt{2} \cdot \frac{55,5}{3,41} \cdot \left(1 + e^{-\frac{2,40}{2,42}} \right) = 2354 \text{ A.}$$

B. Pentru calculul forțelor axiale trebuie să se țină seama că înfășurarea exterioară este simetric așezată față de cea interioară și are înălțimea mai mică (cazul B din fig. 3.61 și cazul 4 din fig. 3.62, pentru care $r = 4$).

Cele două componente F'_a și F''_a se determină în baza relațiilor (3.89) :

$$F'_a = F_r \frac{a_\sigma}{2H_B} = 41,1 \cdot 10^3 \cdot \frac{2,35}{2 \cdot 19,5} = 2470 \text{ N;}$$

$$F''_a = F_r \frac{H_z}{rk_R l'} = 41,1 \cdot 10^3 \cdot \frac{1}{4 \cdot 0,94 \cdot 11} = 993 \text{ N.}$$

S-a luat $l' = F = 11$ cm, deoarece transformatorul nu este protejat de o carcasă de fier (v. paragraful 5.2.7).

Utilizînd notațiile din figura 3.62, se obțin pentru forțele axiale la înfășurarea interioară valorile :

$$F_{a1} = F''_a - F'_a = -1477 \text{ N,}$$

iar la înfășurarea exterioară

$$F_{a2} = F'_a + F''_a = 3463 \text{ N.}$$

Atît F_{a1} cît și F_{a2} acționează în sensul comprimării înfășurării.

Eforturile în înfășurări, datorită forțelor electrodinamice de scurtcircuit, sînt :

pentru înfășurarea exterioară supusă la întindere

$$\sigma_r = \frac{F_r}{2\pi w_2 s_2} = \frac{41,1 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 63 \cdot 17,6} = 5,90 \text{ N/mm}^2;$$

pentru înfășurarea tot exterioară care este comprimată axial cu forța maximă

$$\sigma_{a2} = \frac{F_{a2}}{\pi D_{2m} a_2} = \frac{3463}{\pi \cdot 211,5 \cdot 8,3} = 0,63 \text{ N/mm}^2.$$

Ambele valori σ_r și σ_{a2} se încadrează în limitele indicate pentru transformatoare mici, cu înfășurări de cupru.

5.2.6. DETERMINAREA TIMPILOR MAXIMI DE SCURT-CIRCUIT

Pentru a se ajunge la temperatura de 250°C, transformatorul poate rămîne scurtcircuitat un timp t_k dat de relația (3.97).

$$t_{k250} \approx 2,5 \left(\frac{u_k}{J} \right)^2 = 2,5 \left(\frac{3,41}{3,12} \right)^2 = 3 \text{ s.}$$

Timpul de 3 s este acoperitor dacă se are în vedere că valoarea de 250°C este sub limita de 350°C dată în tabelul 3.25

5.2.7. DIMENSIONAREA CIRCUITULUI MAGNETIC (DEFINITIV) ȘI CALCULUL MĂRIMILOR LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL

A. Determinarea dimensiunilor circuitului magnetic

Miezul magnetic se realizează din tablă laminată la rece cu cristale orientate de tip ARMCO M6, de 0,30 mm grosime.

a) Secțiunea coloanei. Coloana se realizează din 6 trepte. Se alege funcție de diametrul coloanei, lățimea a_1 a primei trepte dintre valorile indicate la paragraful 3.2.1 și în baza figurii 3.64 se determină înălțimea b_1 a acesteia, procedîndu-se ca la celălalt exemplu de calcul (paragraful 5.1.7).

Datele obținute pentru coloane și juguri sînt indicate în tabelul 5.3.

b) Secțiunea jugurilor nu mai este înscrisibilă într-un cerc. Lățimile treptelor jugurilor s-au luat cu un ordin de mărime mai mare decît cele ale coloanelor. Se puteau lua și alte situații.

TABELUL 5.3

Lăţimile a_{ei} ale treptelor coloanelor de grosime b_i , lăţimile a_{ji} ale treptelor jugurilor şi ariile A_{ei} şi A_{ji} ale secţiunilor treptelor

nr. trepte	a_{ei} [mm]	nr. tole	b_i [mm]	A_{ei} [cm ²]	a_{ji} [mm]	A_{ji} [cm ²]
1	120	58	17,4	20,88	135	23,49
2	105	56	16,8	17,64	120	20,16
3	95	22	6,6	6,27	105	6,93
4	75	30	9,0	6,75	85	7,65
5	55	22	6,6	3,63	65	4,29
6	40	10	3,0	1,20	55	1,65

$$A'_e = 2 \sum A_{ei} = 2 \cdot 56,37 = 112,74 \text{ cm}^2;$$

$$A'_j = 2 \sum A_{ji} = 2 \cdot 64,17 = 128,34 \text{ cm}^2;$$

$$b = 2 \sum b_i = 2 \cdot 59,4 = 118,8 \text{ mm}$$

$$\text{Numărul total de tole suprapuse} = 2 \times 198 = 396 \text{ tole.}$$

c) Ariile nete ale coloanei şi jugurilor reies din relaţia (3.100) şi din tabelul 5.3:

$$A_c = 2k_{Fe} \sum_1^{n_i} a_i b_i = 2 \cdot 0,95 \cdot 56,37 = 107,1 \text{ cm}^2 = 0,01071 \text{ m}^2;$$

$$A_j = 2k_{Fe} \sum_1^{n_i} a_j b_j = 2 \cdot 0,95 \cdot 64,17 = 121,9 \text{ cm}^2 = 0,01219 \text{ m}^2.$$

d) Inducţiile reale, în baza relaţiilor (3.101) sînt:

$$B_c = \frac{U_w}{\sqrt{2\pi f A_c}} = \frac{3,8}{\sqrt{2\pi \cdot 50 \cdot 0,01071}} = 1,6 \text{ T};$$

$$B_j = B_c \frac{A_c}{A_j} = 1,4 \text{ T.}$$

e) Dimensiunile miezului magnetic

Înălţimea coloanei

$$H = H_{B1} + 2l_{01} = 195 + 2 \cdot 17,5 = 230 \text{ mm} = 23 \text{ cm}$$

Distanţa $l_{01} = 17,5 \text{ mm}$ s-a ales pe baza datelor din tabelul 3.2.

Distanţa dintre axele a două coloane vecine (fig. 3.4, $a_{ii} = 10 \text{ mm}$):

$$C = D_{22} + a_{ii} = 220 + 10 = 230 \text{ mm} = 23 \text{ cm.}$$

Lărgimea ferestrei, dată de relaţia (3.99) şi figura 3.4:

$$F = C - a_1 = 230 - 120 = 110 \text{ mm} = 11 \text{ cm.}$$

f) Modul de împachetare a miezului

Asamblarea miezului se poate face la 45° sau la $45 \pm 15^\circ$, aşa cum s-a arătat la paragraful 3.5.1. Îmbinarea la 90° se utilizează

TABELUL 5.4

Dimensiunile şi numărul tolelor pentru miezul cu îmbinări la 90° . Notaţiile tolelor corespund cu cele din figura 5.4

Tip tolă	Treapta	lăţime a [mm]	lungime L [mm]	nr. tole [buc.]
A	1	120	375	348
	2	105	375	336
	3	95	375	132
	4	75	375	180
	5	55	375	132
	6	40	375	60
B	1	135	230	232
	2	120	230	224
	3	105	230	88
	4	85	230	120
	5	65	230	88
	6	55	230	40
C	1	135	340	116
	2	120	355	112
	3	105	365	44
	4	85	385	60
	5	65	405	44
	6	55	420	20

mai rar, dar se va folosi la această variantă. Dimensiunile tolelor pentru cele şase trepte cit s-au ales, sînt date în tabelul 5.4, iar notaţiile sînt cele din figura 5.4, pentru modul de împachetare dat în figura 3.68 a.

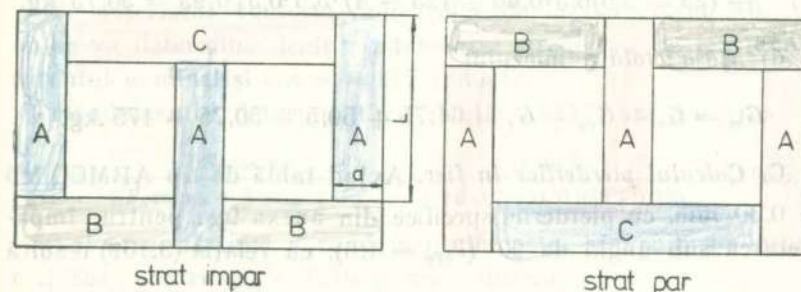


Fig. 5.4. Sistemul de împachetare a miezului prin țesere cu îmbinări la 90° (două straturi succesive).

B. Masa miezului magnetic

a) Masa coloanelor se determină cu relația (3.105)

$$G_c = 2c_{Fe} \cdot 10^{-6} [Ha_{1c}b_{1c} + (H + a_{1j} - a_{2j})a_{2c}b_{2c} + \dots + (H + a_{1j} - a_{nj})a_{nc}b_{nc}] k_{Fe} = 2 \cdot 3 \cdot 7 \cdot 650 \cdot 10^{-6} [23 \cdot 12 \cdot 1,74 + (23 + 13,5 - 12)10,5 \cdot 1,68 + (23 + 13,5 - 10,5)9,5 \cdot 0,66 + (23 + 13,5 - 8,5) \cdot 7,5 \cdot 0,9 + (23 + 13,5 - 6,5)5,5 \cdot 0,66 + (23 + 13,5 - 5,5) \cdot 4,0 \cdot 3] \cdot 0,95 = 64,75 \text{ kg.}$$

b) Masa colțurilor se determină cu relația (3.106)

$$G_{co} = 4c_{Fe} \cdot 10^{-6} (a_{1c}b_{1c}a_{1j} + a_{2c}b_{2c}a_{2j} + \dots + a_{nc}b_{nc}a_{nj}) k_{Fe} = 4 \cdot 3 \cdot 7 \cdot 650 \cdot 10^{-6} (12 \cdot 1,74 \cdot 13,5 + 10,5 \cdot 1,68 \cdot 12 + 9,5 \cdot 0,66 \cdot 10,5 + 7,5 \cdot 0,9 \cdot 8,5 + 5,5 \cdot 0,66 \cdot 6,5 + 4 \cdot 0,3 \cdot 5,5) \cdot 0,95 = 59,5 \text{ kg.}$$

c) Masa jugurilor se determină cu relația (3.107)

$$G_j = 4(c - 1)c_{Fe} \cdot 10^{-6} [(C - a_{1c})a_{1j}b_{1j} + (C - a_{2c})a_{2j}b_{2j} + \dots + (C - a_{nc})a_{nj}b_{nj}] k_{Fe} = 4(3 - 1)7 \cdot 650 \cdot 10^{-6} [(23 - 12) \cdot 13,5 \cdot 1,74 + (23 - 10,5)12 \cdot 1,68 + (23 - 9,5)10,5 \cdot 0,66 + (23 - 7,5)8,5 \cdot 0,9 + (23 - 5,5)6,5 \cdot 0,66 + (23 - 4) \cdot 5,5 \cdot 0,3] \cdot 0,95 = 50,75 \text{ kg.}$$

d) Masa totală a miezului

$$G_m = G_c + G_{co} + G_j = 64,75 + 59,5 + 50,75 = 175 \text{ kg.}$$

C. Calculul pierderilor în fier. Avînd tablă de tip ARMCO M6 de 0,30 mm, cu pierderile specifice din anexa 9 și pentru împachetarea sub unghi de 90° ($k_{0Fe} = 1,6$), cu relația (3.109) rezultă

$$P_0 = k_{0Fe} (p_{0c}G_c + p_{0co}G_{co} + p_{0j}G_j) = 1,6(1,25 \cdot 64,75 + 1,05 \cdot 59,5 + 0,9 \cdot 50,75) = 305 \text{ W.}$$

Valorile pierderilor în fier nu au fost impuse, dar, avînd în vedere și pierderile în înfășurări, rezultă un randament maxim, în baza relației (3.118), la

$$\beta_m = \frac{I}{I_N} = \sqrt{\frac{P_0}{P_k}} = \sqrt{\frac{305}{958}} = 0,56.$$

D. Curentul la funcționarea în gol

$$i_0 = \sqrt{i_{0a}^2 + i_{0r}^2} = \sqrt{0,76^2 + 0,41^2} = 0,86\%$$

unde:

$$i_{0a} = \frac{P_0}{10S_N} = \frac{305}{10 \cdot 40} = 0,76\%$$

și

$$i_{0r} = \frac{Q_0}{10S_N} = \frac{167}{10 \cdot 40} = 0,41\%,$$

iar puterea de magnetizare se determină cu relația (3.110)

$$Q_0 = k_{0\mu}(q_{0c}G_c + q_{0co}G_{co} + q_{0j}G_j) = 1,25(1,05 \cdot 64,75 + 0,8 \cdot 59,5 + 0,65 \cdot 50,75) = 167 \text{ VAR.}$$

Atît pierderile în fier, cît și curentul la funcționarea în gol s-au determinat în ipoteza că tolele au fost recoapte, iar puterile specifice de magnetizare au inclus și pe cele din întrefieruri, așa cum se explică la curbele pentru tolele de tip ARMCO.

5.2.8. CARACTERISTICILE LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ

Se determină conform indicațiilor de la paragraful 3.6. Aici nu se va determina decît randamentul și căderea de tensiune la curentul nominal și $\cos \varphi_2 = 0,7$ inductiv.

Randamentul determinat cu relația (3.117) are valoarea

$$\eta = \frac{\beta S_N \cos \varphi_2}{\beta S_N \cos \varphi_2 + \beta^2 P_{kN} + P_0} = \frac{1 \cdot 40 \cdot 0,7}{1 \cdot 40 \cdot 0,7 + 1^2 \cdot 0,958 + 0,305} = 0,955.$$

Valoarea maximă a randamentului este, așa cum s-a arătat mai sus, pentru $\beta_m = 0,56$ și are valoarea

$$\eta_{max} = \frac{0,56 \cdot 40 \cdot 0,7}{0,56 \cdot 40 \cdot 0,7 + 0,56^2 \cdot 0,958 + 0,305} = 0,962.$$

Căderea de tensiune la curentul nominal ($\beta = 1$) și $\cos \varphi_2 = 0,7$ inductiv, în baza relației (3.116) simplificate, este

$$\begin{aligned} \Delta u_2(\%) &= \beta(u_{ka} \cos \varphi_2 + u_{ki} \sin \varphi_2) = 1 \cdot (2,40 \cdot 0,7 + \\ &+ 2,42 \cdot 0,7) = 3,42\%. \end{aligned}$$

★

Fiind verificate densitățile de suprafață ale pierderilor din înfășurări ($q_1 = 805 \text{ W/m}^2$ și $q_2 = 814 \text{ W/m}^2$), în baza tabelului 3.17 se consideră că pentru clasa de izolație F nu vor fi depășite supratemperaturile de 100°C (canalul $a_{0j} = 12,5 \text{ mm}$, iar miezul este rece și $a_{ji} = a_{12} = 18 \text{ mm}$).

TABELUL 1-1

Factorul de scurtare și de înfășurare al înfășurării trifazate, în două straturi

q	Pasul y_1	$\beta_y =$ $= y_1 / y\tau$	k_y	k_w	q	Pasul y_1	$\beta_y =$ $= y_1 / y\tau$	k_y	k_w
$1^{1/3}$	1-3	0,835	0,97	0,924	$2^{1/7}$	1-8 1-7	0,907 0,778	0,989 0,94	0,944 0,90
$1^{1/4}$	1-4	0,8	0,95	0,910	$2^{1/5}$	1-9 1-8 1-7	0,952 0,833 0,715	0,997 0,966 0,902	0,953 0,922 0,862
$1^{2/5}$	1-5	0,95	0,985	0,953					
$1^{1/2}$	1-5	0,89	0,985	0,94	$2^{2/3}$	1-9 1-8	0,927 0,81	0,994 0,956	0,948 0,913
$1^{4/5}$	1-6	0,926	0,994	0,948	3	1-10 1-9 1-8 1-7	1 0,89 0,778 0,667	1 0,985 0,94 0,866	0,96 0,945 0,902 0,831
$1^{7/8}$	1-6	0,89	0,985	0,94					
2	1-6	0,833	0,966	0,934	$3^{1/5}$	1-10 1-9	0,938 0,833	0,995 0,966	0,95 0,922
$2^{1/10}$	1-7 1-6	0,952 0,794	0,998 0,955	0,953 0,912	$3^{1/4}$	1-10 1-9 1-8	0,923 0,82 0,718	0,993 0,959 0,903	0,948 0,916 0,862
$2^{1/8}$	1-7 1-6	0,94 0,764	0,992 0,943	0,95 0,90					
$2^{1/2}$	1-7 1-6	0,933 0,778	0,995 0,94	0,95 0,90	$3^{2/3}$	1-10 1-9	0,875 0,778	0,981 0,94	0,937 0,902
					$3^{1/2}$	1-11 1-10 1-9 1-8	0,952 0,857 0,762 0,667	0,997 0,974 0,93 0,866	0,953 0,93 0,884 0,831
$2^{1/5}$	1-7 1-6	0,91 0,76	0,99 0,925	0,945 0,887					
$2^{1/2}$	1-8 1-7 1-6	0,933 0,8 0,667	0,995 0,951 0,866	0,95 0,907 0,827	$3^{3/5}$	1-11 1-10 1-9	0,925 0,835 0,743	0,99 0,97 0,917	0,945 0,923 0,877

TABELUL 1-I (continuare)

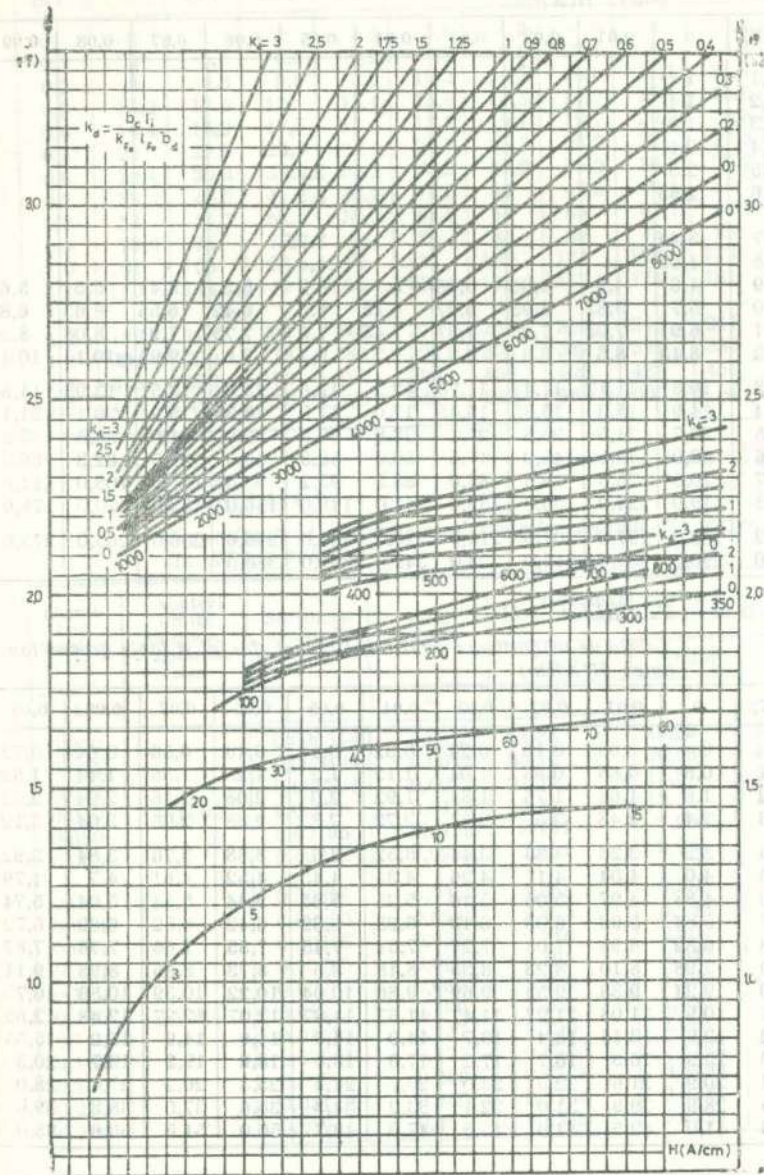
q	Pasul y_1	$\beta_y =$ $=y_1/y\tau$	k_y	k_w	q	Pasul y_1	$\beta_y =$ $=y_1/y\tau$	k_y	k_w
$3^{2/4}$	1-11	0,89	0,985	0,94	$4^{1/2}$	1-13	0,89	0,985	0,94
	1-10	0,8	0,951	0,907		1-12	0,815	0,959	0,916
$3^{4/6}$	1-11	0,88	0,98	0,937		1-11	0,74	0,917	0,877
	1-10	0,79	0,945	0,903	$4^{3/4}$	1-13	0,84	0,97	0,926
$3^{6/7}$	1-11	0,865	0,978	0,934		1-12	0,733	0,935	0,894
	1-10	0,778	0,94	0,902	$4^{4/5}$	1-14	0,902	0,988	0,943
4	1-12	0,916	0,991	0,95		1-13	0,833	0,966	0,922
	1-11	0,833	0,966	0,926	$4^{7/8}$	1-14	0,89	0,985	0,94
	1-10	0,75	0,924	0,885		1-13	0,82	0,959	0,916
	1-9	0,667	0,866	0,831	5	1-14	0,866	0,978	0,935
$4^{1/5}$	1-12	0,89	0,985	0,94		1-13	0,8	0,951	0,91
	1-11	0,808	0,955	0,911		1-12	0,733	0,914	0,875
$4^{2/5}$	1-12	0,872	0,98	0,935	$5^{1/2}$	1-15	0,848	0,972	0,928
	1-11	0,792	0,948	0,905		1-14	0,79	0,944	0,902
$4^{3/5}$	1-12	0,854	0,98	0,933	6	1-16	0,833	0,966	0,925
	1-11	0,785	0,944	0,901		1-15	0,778	0,94	0,9

TABELUL 1-II

Factorul de înfășurare al înfășurării trifazate, în două straturi, cu pas diametral

q	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	∞
k_w	1	0,966	0,960	0,958	0,957	0,957	0,957	0,956	0,955	0,955	0,955

Curba de magnetizare pentru tablă de oțel electrotehnic (tolă) laminată la rece cu cristale neorientate (grosime maximă 0,5 mm)



TABELUL 3-I

Tabela de magnetizare a tablei de oțel cu grosimea $1 \div 2$ mm (pentru poli): $H(A/cm)$

B[T]	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,1	1									
0,2	1,4									
0,3	1,8									
0,4	2,1									
0,5	2,5					2,75				
0,6	2,95					3,2				
0,7	3,45					3,75				
0,8	4,05					4,4				
0,9	4,8	4,9	4,95	5,05	5,1	5,2	5,3	5,4	5,5	5,6
1,0	5,7	5,82	5,95	6,07	6,15	6,3	6,42	6,55	6,65	6,8
1,1	6,9	7,03	7,2	7,31	7,48	7,6	7,75	7,9	8,08	8,25
1,2	8,45	8,6	8,8	9,0	9,2	9,4	9,6	9,9	10,15	10,45
1,3	10,8	11,12	11,45	11,75	12,2	12,6	13,0	13,5	13,93	14,5
1,4	14,9	15,3	15,95	16,45	17,0	17,5	18,35	19,2	20,1	21,1
1,5	22,7	24,5	26,6	27,1	28,8	30,5	32,0	34,0	36,5	37,5
1,6	40,0	42,5	45,0	47,5	50,0	52,5	55,5	59,5	62,3	66,0
1,7	70,5	75,3	79,5	84,0	88,5	93,2	98,0	10,10	108,0	114,0
1,8	119,0	124,0	130,0	135,0	141,0	148,0	156,0	162,0	170,0	178,0
1,9	188,0	197,0	207,0	215,0	226,0	235,0	245,0	256,0	265,0	275,0
2,0	290,0	302,0	315,0	328,0	342,0	361,0	380,0			

TABELUL 3-II

Tabela de magnetizare pentru oțel turnat, forjat și table groase laminate: $H(A/cm)$

B[T]	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0	0	0,08	0,16	0,24	0,32	0,4	0,48	0,56	0,64	0,72
0,1	0,8	0,88	0,96	1,04	1,12	1,2	1,28	1,36	1,44	1,52
0,2	1,6	1,68	1,76	1,84	1,92	2,0	2,08	2,16	2,24	2,32
0,3	2,4	2,48	2,5	2,64	2,72	2,8	2,88	2,96	3,04	3,12
0,4	3,2	3,28	3,36	3,44	3,52	3,6	3,68	3,76	3,84	3,92
0,5	4,0	4,04	4,17	4,26	4,34	4,43	4,52	4,61	4,7	4,79
0,6	4,88	4,97	5,06	5,16	5,25	5,35	5,44	5,54	5,64	5,74
0,7	5,84	5,93	6,03	6,13	6,23	6,32	6,42	6,52	6,62	6,72
0,8	6,82	6,93	7,03	7,24	7,34	7,45	7,55	7,66	7,76	7,87
0,9	7,98	8,10	8,23	8,35	8,48	8,5	8,73	8,85	8,98	9,11
1,0	9,24	9,38	9,53	9,69	9,86	10,04	10,22	10,39	10,56	10,73
1,1	10,9	11,08	11,27	11,47	11,67	11,87	12,07	12,27	12,48	12,69
1,2	12,9	13,15	13,4	13,7	14,0	14,3	14,6	14,9	15,2	15,55
1,3	15,9	16,3	16,7	17,2	17,6	18,1	18,6	19,2	19,7	20,3
1,4	20,9	21,6	22,3	23,0	23,7	24,4	25,3	26,2	27,1	28,0
1,5	28,9	29,9	31,0	32,1	33,2	34,3	35,6	37,0	38,3	39,6
1,6	41,0	42,5	44,0	45,5	47,0	48,7	50,0	51,5	53,0	55,0

TABELUL 3-III

Tabela de magnetizare pentru fontă: $H(A/cm)$

B[T]	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0	0	1	2	2,8	3,5	4,2	4,6	5	5,4	6,7
0,1	6	6,3	6,6	6,9	7,2	7,5	7,8	8,1	8,4	8,7
0,2	9	9,3	9,6	9,9	10,2	10,5	10,8	11,1	11,4	11,8
0,3	12,2	12,6	13	13,4	13,8	14,3	14,7	15,1	15,6	16
0,4	16,4	16,9	17,5	18	18,6	19,1	19,7	20,2	20,8	21,4
0,5	22	22,6	23,5	24	24,7	25,3	26,2	27	27,8	28,6
0,6	29,4	30,3	31,3	32,2	33,2	34,2	35,2	36,2	37,2	38,2
0,7	39,2	40,5	41,8	43,2	44,6	46	47,5	49,1	50,7	52,3
0,8	54	55,7	57,5	59,3	61,1	63	65	67,1	69,3	71,4
0,9	73,6	75	77,8	80	83	86	89	92	95	98
1,0	101	105	108	112	116	120	124	128	132	136
1,1	140	144	149	154	159	165	170	175	181	180
1,2	192	198	204	211	215	225	232	240	247	255
1,3	262	270	278	286	294	303	342	321	330	339
1,4	348	359	370	382	392	409	423	436	450	464
1,5	478	494	570	520	545	562	580	600	—	—

TABELUL 4-I

Dimensiunile și secțiunile conductoarelor rotunde din cupru (Extras din STAS 685-75)

Diametrul nominal mm	Abateri limită la diam. nominal mm	Secțiunea nominală mm ²	Masa kg/km	Rezistența electrică la 20°C în curent continuu Ω/m		
				nom.	minim	maxim
1	2	3	4	5	6	7
0,020	±0,002	0,000314	0,0028	54,88	46,65	65,31
0,025		0,000491	0,0044	35,12	30,56	41,09
0,032		0,000804	0,0072	21,44	18,87	24,44
0,040		0,00126	0,0112	13,72	12,21	15,37
0,050		0,00196	0,0175	8,781	7,903	9,659
0,063		0,00312	0,0277	5,531	5,033	6,029
0,071	±0,003	0,00396	0,0352	4,355	3,985	4,725
0,080		0,00503	0,0447	3,430	3,156	3,704
0,090		0,00636	0,0566	2,710	2,507	2,913
0,100		0,00785	0,0699	2,195	2,042	2,349
0,112		0,00985	0,0877	1,750	1,646	1,864
0,125		0,01227	0,109	1,405	1,328	1,488
0,140		0,01539	0,137	1,120	1,064	1,180
0,160		0,02011	0,179	0,8575	0,8192	0,8982
0,180		0,02545	0,226	0,6775	0,6499	0,7068
0,200		0,03142	0,280	0,5488	0,5281	0,5706
0,224		0,03941	0,351	0,4375	0,4224	0,4534

TABELUL 4-I (continuare)

1	2	3	4	5	6	7
0,250	±0,004	0,04909	0,437	0,3512	0,3373	0,3659
0,280		0,06156	0,548	0,2800	0,2698	0,2907
0,315		0,07793	0,694	0,2212	0,2139	0,2289
0,355		0,09898	0,881	0,1742	0,1689	0,1797
0,400	±0,005	0,1257	1,12	0,1372	0,1327	0,1419
0,450		0,1590	1,42	0,1084	0,1051	0,1118
0,500		0,1964	1,75	0,08781	0,08534	0,09037
0,560	±0,006	0,2463	2,19	0,07000	0,06794	0,07215
0,630		0,3117	2,77	0,05531	0,05381	0,05687
0,710	±0,007	0,3959	3,52	0,04355	0,04234	0,04481
0,750	±0,008	0,4418	3,93	0,03903	0,03788	0,04022
0,800		0,5027	4,47	0,03430	0,03334	0,03530
0,850	±0,009	0,5675	5,05	0,03038	0,02950	0,03131
0,900		0,6362	5,66	0,02710	0,02634	0,02789
0,950	±0,010	0,7088	6,31	0,02432	0,02362	0,02506
1,000		0,7854	6,99	0,02195	0,02134	0,02259
1,060	±0,011	0,8825	7,85	0,01953	—	—
1,120		0,9852	8,77	0,01750	—	—
1,180	±0,012	1,094	9,74	0,01576	—	—
1,250	±0,013	1,227	10,9	0,01405	—	—
1,320		1,368	12,2	0,01259	—	—
1,400	±0,014	1,539	13,7	0,01120	—	—
1,500	±0,015	1,767	15,7	0,009757	—	—
1,600	±0,016	2,011	17,9	0,008575	—	—
1,700	±0,017	2,270	20,2	0,007596	—	—
1,800	±0,018	2,545	22,6	0,006775	—	—
1,900	±0,019	2,835	25,2	0,006081	—	—
2,000	±0,020	3,142	28,0	0,005488	—	—
2,120	±0,021	3,530	31,4	0,004884	—	—
2,240	±0,022	3,941	35,1	0,004375	—	—
2,360	±0,024	4,374	38,9	0,003941	—	—
2,500	±0,025	4,909	43,7	0,003512	—	—
2,650	±0,027	5,515	49,1	0,003126	—	—
2,800	±0,028	6,158	54,8	0,002800	—	—
3,000	±0,030	7,069	62,9	0,002439	—	—
3,150	±0,031	7,793	69,4	0,002212	—	—
3,350	±0,034	8,814	78,4	0,001956	—	—
3,550	±0,036	9,898	88,1	0,001742	—	—
3,750	±0,038	11,04	98,3	0,001561	—	—

TABELUL 4-I (continuare)

1	2	3	4	5	6	7
4,000	±0,040	12,57	112,0	0,001372	—	—
4,250	±0,043	14,19	126,3	0,001212	—	—
4,500	±0,045	15,90	142,0	0,001084	—	—
4,750	±0,048	17,72	157,2	0,0009730	—	—
5,000	±0,050	19,64	175,0	0,0008781	—	—

TABELUL 4-II

Dimensiunile și secțiunile conductoarelor rotunde din aluminiu
(Extras din STAS 3033-71)

Dia- metrul nomi- nal mm	Abateri limită admisibile la dia- metrul mm	Secțiunea nominală mm ²	Masa informa- tivă kg/km	Diametrul nominal mm	Abateri limită admisibile la dia- metru mm	Secțiunea nominală mm ²	Masa informa- tivă kg/km
0,100	±0,005	0,00785	0,0212	1,500	±0,020	1,767	4,77
0,112		0,00985	0,0266	1,550		1,887	5,00
0,125		0,01227	0,0332	1,600		2,0110	5,43
0,140		0,01539	0,0416	1,650		2,131	5,70
0,160		0,02011	0,0543	1,700	±0,025	2,270	6,13
0,180		0,02545	0,0687	1,800		2,5450	6,87
0,200		0,03142	0,0848	1,900		2,8350	7,66
0,224		0,03941	0,107	2,000		3,142	8,48
0,250	±0,007	0,04909	0,133	2,120	±0,03	3,5299	9,53
0,280		0,06158	0,166	2,240		3,9408	10,60
0,315		0,07793	0,211	2,360		4,3744	11,80
0,400	±0,009	0,1257	0,339	(2,400)		4,5350	12,20
0,450		0,1590	0,429	2,500	±0,04	4,9090	13,30
0,500		0,1964	0,530	2,650		5,5155	14,90
0,560		0,2463	0,665	2,800		6,1580	16,60
0,630		0,3117	0,842	(2,900)		6,61	18,00
0,710	±0,012	0,3959	1,070	3,000	±0,04	7,069	19,10
0,750		0,4418	1,19	3,150		7,7931	21,00
0,800		0,5027	1,36	3,350		8,8141	23,80
0,850		0,5675	1,53	3,550		9,8980	26,70
0,900		0,6362	1,72	3,700	±0,04	11,045	29,80
0,950		0,7088	1,91	4,000		12,570	33,90
1,000	±0,016	0,7854	2,12	1,060	±0,016	0,8825	2,38
1,120		0,9852	2,66	1,120		0,9852	2,66
1,180		1,0936	2,95	1,180		1,0936	2,95
1,250		1,2272	3,31	1,250		1,2272	3,31
1,320		1,3685	3,70	1,320		1,3685	3,70
1,400		1,5390	4,16	1,400		1,5390	4,16

Observație Diametrele nominale până la 0,70 mm inclusiv sînt după șirul R 20. Cele peste 0,70 sînt după șirul R 40, cu excepția celor încadrate în paranteze care se vor evita.

TABELUL 5-1

Dimensiunile și secțiunile conductoarelor profilate din cupru (Extras
SİRME

b \ a	0,8	0,9	1	1,06	1,12	1,18	1,25	1,32	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,12	2,24	2,36	2,5	2,63
2	1,46	1,63	1,79	1,90	2,03	2,14	2,39	2,42	2,59	—	3,00	—	3,25	—	3,64					
2,12	1,56	1,73	1,91	2,03	2,16	—	2,44	2,59	2,75	—	3,18	3,24	3,45	—	4,14					
2,24	1,66	1,84	2,03	2,16	2,29	2,43	2,59	2,74	2,92	3,14	3,37	3,65	3,67	—	4,12	—	4,64			
2,36	1,75	1,95	2,14	—	2,43	—	2,73	—	3,09	—	3,56	—	—	—	—	—	—			
2,5	1,86	2,08	2,29	2,44	2,59	2,74	2,91	3,09	3,29	3,54	3,79	3,89	4,14	4,39	4,64	4,94	—	5,35	5,70	
2,65	1,98	2,21	2,44	2,60	2,75	—	3,10	3,29	3,50	—	4,03	4,14	4,41	4,67	—	5,26	5,58	5,70	—	6,47
2,8	2,13	2,35	2,59	2,75	2,92	3,09	3,29	3,48	3,71	3,98	4,27	4,40	4,68	4,96	5,24	5,58	5,90	6,05	6,45	—
3	2,26	2,53	2,79	2,97	3,15	—	3,54	3,75	3,99	—	4,59	4,74	5,04	5,34	5,64	6,00	6,38	6,52	—	7,40
3,15	2,38	2,66	2,94	3,12	3,31	3,50	3,72	3,94	4,20	4,51	4,83	4,99	5,31	5,62	5,94	6,32	6,69	6,85	7,32	7,80
3,35	2,54	2,84	3,13	—	3,54	—	3,97	—	4,47	—	5,14	—	5,67	—	6,34	—	7,14	—	—	—
3,55	2,73	3,02	3,34	3,55	3,76	3,97	4,22	4,47	4,76	5,11	5,47	5,67	6,03	6,38	6,74	7,16	7,59	7,83	8,33	8,92
3,75	2,86	3,20	3,54	3,76	3,99	—	4,47	4,74	5,04	—	5,70	6,16	6,39	6,76	7,14	7,60	8,04	8,32	8,83	9,45
4	3,06	3,43	3,79	4,03	4,27	4,50	4,79	5,07	5,39	5,78	6,19	6,44	6,87	7,24	7,64	8,18	8,50	8,91	9,45	10,1
4,25	3,26	3,65	4,03	—	4,54	—	5,10	—	5,73	—	6,58	—	7,29	—	8,14	—	9,16	—	10,1	—
4,5	3,46	3,88	4,29	4,56	4,83	5,09	5,41	5,73	6,09	6,53	6,98	7,29	7,74	8,19	8,64	9,18	9,72	10,1	10,7	10,7
4,75	3,66	4,10	4,54	4,82	5,11	—	5,72	6,06	6,44	—	7,39	7,71	8,19	8,66	9,14	9,76	10,3	10,7	11,3	12,0
5	3,86	4,33	4,79	5,09	5,39	5,68	6,04	6,39	6,79	7,28	7,79	8,14	8,64	9,14	9,54	10,2	10,8	11,3	12,0	12,7
5,3	4,10	4,60	5,08	—	5,72	—	6,41	—	7,20	—	8,26	—	9,18	—	10,2	—	11,5	—	12,7	—
5,6	4,34	4,87	5,39	5,72	6,06	6,39	6,79	7,18	7,63	8,18	8,75	9,16	9,72	10,3	10,8	11,5	12,2	12,7	13,5	14,3
6	4,66	5,23	5,79	6,15	6,51	—	7,29	7,70	8,19	—	9,39	10,0	10,4	11,2	11,6	12,3	13,1	13,7	14,4	15,4
6,3	4,90	5,50	6,09	6,46	6,84	7,22	7,66	8,10	8,61	9,23	9,87	10,4	11,0	11,6	12,2	13,0	13,8	14,3	15,2	16,2
b \ a	0,8	0,9	1	1,06	1,12	1,18	1,25	1,32	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,12	2,24	2,36	2,5	2,63

ANEXA 5

din STAS 2873-761

DREPTUNGHIULARE

2,8	3	3,15	3,35	3,55	3,75	4	4,25	4,5	4,75	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10	11,2	a \ b
																				2
																				2,12
																				2,24
																				2,36
																				2,5
																				2,65
																				2,8
7,30																				3
7,85																				3,15
8,26	8,90	9,37																		3,35
		10,0																		3,55
9,39		10,7	11,4	12,1																3,75
10,0		11,3	12,0	12,8	13,3															4
10,7		12,1	12,9	13,7	14,2	15,1														4,25
11,3						16,2														4,5
12,1	12,9	13,7	14,5	15,4	16,0	16,7	18,3	19,3												4,75
12,8		14,4	15,3	16,5	17,0		19,3		21,7											5
13,5	14,5	15,2	16,2	17,2	17,9	19,1	20,4	21,6		24,1										5,3
14,3		16,1		18,3					25,6											5,6
15,1	16,2	17,1	18,2	19,3	20,1	21,5	22,9	24,2	25,7	27,6	28,8	30,5								6
16,3		18,3	19,6	20,8	21,6	23,1	24,6	26,0	27,6		30,9		35,1							6,3
17,1	18,3	19,3	20,6	21,8	22,8	24,3	25,9	27,5	29,0	30,6	32,5	34,4	36,9	38,8						
2,8	3	3,15	3,35	3,55	3,75	4	4,25	4,5	4,75	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10	11,2	b \ a

8 AXA TABELUL 5-I (continuare)

b \ a	0,8	0,9	1	1,06	1,12	1,18	1,25	1,32	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,12	2,24	2,36	2,5	2,65
6,7		5,80	6,48	—	7,29	—	8,16	—	9,16	—	10,5	—	11,7	—	13,0	—	14,7	—	16,2	—
7,1		5,22	5,89	7,31	7,74	8,16	8,66	9,16	9,73	10,4	11,2	11,7	12,4	13,1	13,8	14,7	15,5	16,2	17,2	18,3
7,5			7,29	7,73	8,19	—	9,16	9,68	10,3	—	11,8	12,3	13,1	13,8	14,7	15,5	16,4	17,1	18,2	19,4
8			7,79	8,27	8,75	9,22	9,79	10,4	11,0	11,8	12,6	13,2	14,0	14,8	15,6	16,6	17,6	18,3	19,5	20,7
8,5			8,29	8,80	9,31	—	10,4	11,0	11,7	—	13,4	14,0	15,0	15,7	16,6	17,6	18,7	19,5	20,7	22,0
9			8,79	9,33	9,87	10,4	11,0	11,7	12,4	13,3	14,2	14,9	15,8	16,7	17,5	18,7	19,8	20,7	22,0	23,9
9,5				—	—	—	11,7	—	13,1	—	15,0	—	16,7	—	18,6	—	20,9	—	23,2	—
10					11,0	—	12,3	13,0	13,8	14,6	15,8	16,6	17,6	18,6	19,6	20,8	22,0	23,0	24,5	26,0
10,6						—	—	13,8	14,6	—	16,8	17,6	18,7	19,7	20,8	22,1	23,4	24,4	26,0	27,6
11,2							—	13,8	14,6	15,5	16,6	17,7	18,7	19,8	20,9	22	23,4	24,7	25,9	27,5
11,8								—	—	—	18,7	—	20,9	—	23,2	—	26,1	—	29,0	—
12,5									17,3	18,5	19,8	20,9	22,1	23,4	24,6	26,1	27,6	29,0	30,7	32,5
13,2										—	20,9	22,0	23,4	24,7	26,0	27,6	29,2	30,7	32,4	34,6
14											22,2	23,4	24,8	26,2	27,6	29,3	31,0	32,5	34,5	36,6
15												—	26,0	28,1	29,6	31,4	33,2	34,8	37,0	39,2
16													28,4	—	31,6	33,6	35,5	37,3	39,5	41,8
17														31,9	—	35,6	37,7	39,5	—	44,5
18															35,6	37,7	40,0	41,9	44,5	47,2
19																—	42,2	44,2	—	49,7
20																	44,4	—	49,5	52,5
22																			—	—
25																			—	—
26,5																			—	—
28																			—	—
30																			—	—
32																			—	—
36																			—	—
b \ a	0,8	0,9	1	1,06	1,12	1,18	1,25	1,32	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,12	2,24	2,36	2,5	2,65

2,8	3	3,15	3,35	3,55	3,75	4	4,25	4,5	4,75	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10	11,2	a
18,2	—	20,6	—	23,2	—	25,9	—	29,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	6,7
19,3	20,7	21,8	23,2	24,7	25,8	27,5	29,3	31,1	32,9	34,6	36,8	38,9	41,7	43,8	49,3	—	—	—	—	7,1
20,5	—	23,1	24,6	26,1	27,3	29,1	31,0	32,9	34,8	36,6	38,9	41,1	44,1	46,3	52,4	—	—	—	—	7,5
21,9	23,4	24,6	26,3	27,9	29,1	31,1	33,1	35,1	37,1	39,1	41,5	43,9	47,1	49,5	55,9	63,1	—	—	—	8
23,3	—	26,2	28,0	29,6	31,0	33,1	35,2	37,4	39,5	—	44,2	46,7	50,1	52,7	59,3	67,1	—	—	—	8,5
24,7	26,4	27,8	29,6	31,4	32,9	35,1	37,4	39,6	41,9	44,1	46,8	49,5	53,1	55,8	63,0	71,1	80,1	—	—	9
26,0	—	29,4	—	33,2	—	37,1	—	41,9	—	46,6	—	52,3	—	—	—	—	—	—	—	9,5
27,5	29,5	30,9	33,3	35,0	36,6	39,1	41,6	44,1	46,6	49,1	52,1	55,1	59,1	62,1	70,1	79,1	89,1	99,1	—	10
29,1	—	32,8	35,0	37,1	38,9	41,5	44,2	46,8	49,5	52,1	55,3	58,5	62,7	65,9	74,3	83,9	94,6	—	—	10,6
30,8	33,0	34,7	37,0	39,2	41,1	43,9	46,7	49,5	52,3	55,1	58,5	61,9	66,3	69,7	78,7	88,7	100	111	125	11,2
32,5	—	36,0	—	41,3	—	46,3	—	52,2	—	58,1	—	65,2	—	—	—	—	—	—	—	11,8
34,5	37,0	38,8	41,3	43,8	46,0	49,1	52,3	55,4	58,5	61,6	65,4	69,1	74,1	77,8	87,9	99,1	112	124	139	12,5
36,4	—	41,0	43,7	46,3	48,7	51,9	55,2	58,5	61,8	65,1	69,1	73,1	78,3	82,3	92,8	105	118	—	—	13,2
38,7	41,4	43,6	46,4	49,2	52,0	55,1	58,6	62,1	65,6	69,1	73,3	77,5	83,1	87,3	98,5	111	125	139	—	14
41,5	—	46,7	49,7	52,7	55,3	59,1	62,9	66,6	70,3	74,1	78,6	83,1	89,1	93,7	106	119	134	149	—	15
44,3	47,5	49,9	53,0	56,3	59,1	63,1	67,1	71,1	75,1	79,1	83,9	88,7	95,1	100	113	127	—	—	—	16
47,1	—	53,0	56,4	59,9	62,9	—	71,4	75,6	79,8	—	89,2	94,3	101	106	120	135	—	—	—	17
49,9	—	56,2	59,8	63,4	66,6	71,1	75,6	80,1	84,6	89,1	94,6	100	107	112	127	143	—	—	—	18
52,7	—	59,3	63,1	66,9	70,4	—	79,8	84,6	89,3	—	100	106	113	119	134	151	—	—	—	19
—	59,5	62,5	—	70,5	—	79,1	—	89,1	—	99,1	—	111	119	125	141	159	—	—	—	20
61,1	—	68,8	73,1	77,5	81,6	—	92,6	98,1	101	109	116	122	131	138	155	—	—	—	—	22
69,5	74,5	78,2	83,2	88,2	92,9	99,1	105	112	118	124	132	139	149	157	—	—	—	—	—	25
—	—	83,0	88,2	93,5	98,5	—	111	118	125	—	140	147	158	—	—	—	—	—	—	26,5
—	—	87,7	93,2	98,9	104	111	118	125	132	139	148	156	167	—	—	—	—	—	—	28
—	—	—	106	112	119	127	134	142	149	158	167	—	—	—	—	—	—	—	—	30
—	—	—	—	119	127	135	143	151	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	32
—	—	—	—	—	143	152	161	170	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	36
2,8	3	3,15	3,35	3,55	3,75	4	4,25	4,5	4,75	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10	11,2	b

TABELUL 5-II (Extras din STAS 2873-76)

BENZI

$\frac{a}{b}$	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,06	1,12	1,25	1,32	1,4
8	0,80	1,20	1,60	2,00	2,40	3,20	4,00	4,80	5,60	6,40	7,20						
8,5	—	—	—	—	—	—	4,25	5,10	5,25	5,80	7,65						
9	0,90	1,35	1,80	2,25	2,70	3,60	4,50	5,40	6,30	7,20	8,10						
9,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—						
10	1,00	1,50	2,00	2,50	3,00	4,00	5,00	6,00	7,00	8,00	9,00	9,78	10,4	10,9			
10,6	—	—	—	—	—	—	5,30	6,36	7,42	8,48	9,54	10,4	11,0	11,6			
11,2	1,12	1,68	2,24	2,80	3,36	4,48	5,60	6,72	7,84	8,96	10,1	11,0	11,6	12,3	13,7	14,4	
11,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
12,5	1,25	1,88	2,50	3,13	3,75	5,00	6,25	7,50	8,75	9,0	11,3	12,5	13,2	13,7	15,3	16,1	17,1
13,2	—	—	—	—	—	—	6,60	7,92	9,24	10,6	11,9	13,2	13,8	14,6	16,2	17,1	18,0
14	1,40	2,10	2,80	3,50	4,20	5,60	7,00	8,40	9,80	11,2	12,6	13,8	—	15,4	17,2	—	19,2
15	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	14,8	15,7	16,5	18,4	19,4	20,6
16	1,60	2,40	3,20	4,00	4,80	6,40	8,00	9,60	11,2	12,8	14,4	15,8	—	17,6	19,7	—	22,0
17	—	—	—	—	—	—	8,50	10,2	11,9	13,6	15,3	16,8	17,8	18,5	20,9	22,1	23,4
18	1,80	2,70	3,50	4,50	5,40	7,20	9,00	10,8	12,6	14,4	16,2	17,8	18,8	19,9	22,2	23,4	24,8
19	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	18,8	19,9	21,0	23,4	24,7	26,2
20	2,00	3,00	4,00	5,00	6,00	8,00	10,0	12,0	14,0	16,0	18,0	19,8	—	22,1	24,7	—	27,7
22	2,20	3,30	4,40	5,50	6,60	8,80	11,0	13,2	15,4	17,6	19,8	21,8	23,1	24,4	27,2	28,7	32,4
25	2,50	3,75	5,00	6,25	7,50	10,0	12,5	15,0	17,5	20,0	22,5	24,8	26,3	27,7	30,9	32,6	34,6
26,5	—	—	—	—	—	—	13,2	15,9	18,5	21,2	23,8	26,3	27,9	29,4	32,8	34,6	36,7
28	2,80	4,20	5,60	7,00	8,40	11,2	14,0	16,8	19,6	22,4	25,2	27,8	29,5	31,1	34,7	36,6	38,8
30	3,00	4,50	6,00	7,50	9,00	12,0	15,0	18,0	21,0	24,0	27,0	29,8	31,6	33,3	37,2	39,2	41,6
32	3,20	4,80	6,40	8,00	9,60	12,8	16,0	19,2	22,4	25,6	28,8	31,8	33,7	35,5	39,7	41,8	44,3
36	3,60	5,40	—	—	10,8	—	18,0	—	25,2	28,8	32,4	35,8	37,9	40,0	44,7	47,1	50,0
40	4,00	6,00	8,00	10,0	12,0	16,0	20,0	24,0	28,0	32,0	36,0	39,8	42,1	44,5	49,7	52,4	55,6
45	—	6,75	—	—	13,5	—	22,5	—	34,5	36,0	—	44,8	—	—	55,9	58,0	62,6
50	5,00	7,50	10,0	12,5	15,0	20,0	25,0	30,0	35,0	40,0	46,0	49,8	52,8	55,7	62,2	66,6	69,6
56	—	—	—	—	16,8	—	28,0	—	39,2	44,8	—	56,8	—	—	—	—	—
63	6,30	9,45	12,6	15,8	18,9	25,2	31,5	37,8	44,1	50,4	56,7	62,8	64,5	70,8	78,4	82,8	87,8
71	—	—	14,2	—	21,3	28,4	35,5	42,6	—	56,8	63,9	70,8	—	—	—	—	—
80	8,00	12,0	16,0	20,0	24,0	32,0	40,0	48,0	56,0	64,0	72,0	79,8	—	89,3	99,7	—	112
90	—	—	—	—	—	45,0	—	—	72,0	—	—	—	—	—	—	—	—
100	10,0	15,0	20,0	26,0	30,0	40,0	50,0	60,0	70,0	80,0	90,0	94,8	—	112	125	—	140
$\frac{a}{b}$	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,06	1,12	1,25	1,32	1,4

DREPTUNGHIULARE

1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,12	2,24	2,36	2,5	2,65	2,8	3	3,15	3,35	3,55	a
															8
															8,5
															9
															9,5
															10
															10,6
															11,2
															11,8
															12,5
															13,2
															14
															15
															16
															17
															18
															19
															20
															22
															25
															26,5
															28
															30
															32
															36
															40
															45
															50
															56
															63
															71
															80
															90
															100

TABELUL 5-III

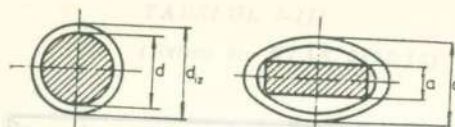
(Extras din STAS 2873-76)

BARE

b \ a	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10
16									
18									
20									199
22								197	—
25						177	199	224	249
28				167	175	198	—	251	—
32	—	169	178	191	201	226	—	287	—
36	179	—	201	215	226	—	287	—	359
40	199	—	223	239	251	283	319	359	399
45	224	—	251	269	283	319	359	404	449
50	249	—	279	299	314	354	399	449	499
56	279	—	313	355	352	397	449	503	599
63	314	—	359	377	396	446	503	566	629
71				—	—		567	638	709
80				479	—	567	639	—	799
90				539	—	638	719	—	899
100				599	—	709	799	—	999
b \ a	5	5,3	5,6	6	6,3	7,1	8	9	10

DREPTUNGHIULARE

11,2	12,5	14	16	18	20	22	25	28	32	a \ b
178	199	223	255							16
200	—	251	—	323						18
223	249	279	319	359	399					20
245	—	307	—	395	—	461				22
279	311	349	399	449	499	—	624			25
313	—	391	—	503	—	615	—	783		28
357	—	447	—	575	—	703	—	894	1 022	32
—	449	—	—	—	719	—	899	—	1 295	36
447	499	559	639	719	799	—	999	1 119		40
498	562	629	719	809	899	—	—	1 259		45
559	624	699	799	899	999	—				50
—	699	—	895	—	1 007	—				56
—	787	—	1 007	—	1 259	—				63
—	886	—	1 135							71
—	999									80
—	1 124									90
—	1 249									100
11,2	12,5	14	16	18	20	22	25	28	32	a \ b



Grosimea bilaterală a izolației
 d_{12} — d , respectiv creșterea laturii

Izolația		Conductor rotund				
Compunerea	Simbol	0,03... 0,09	0,1... 0,18	0,19... 0,29	0,3... 0,48	0,5... 0,75
Bumbac	1 × înfășurare	B	—	0,1	0,1	0,12
	2 × înfășurare	BB	—	0,16	0,16	0,20
	3 × înfășurare	3B	—	—	—	—
	1 × țesătură	T	—	—	—	—
	1 × înfășurare +					
	1 × țesătură	BT	—	—	—	—
	2 × înfășurare +					
	1 × țesătură	BBT	—	—	—	—
Mătase	1 × înfășurare	M	0,036	0,035	0,040	0,040
	2 × înfășurare	MM	0,070	0,070	0,070	0,080
Email tereftalic	E	0,01... 0,015	0,015... 0,02	0,015... 0,04	0,03... 0,045	0,03... 0,06
Email tereftalic + mătase						
1 × înfășurare	EM	0,07	0,075	0,09... 0,10	0,105... 0,110	0,115

Creșterea diametrului conductorului
 mic a conductorului a_{12} — a)

diametrul d , în mm				Conductor profilat — latura mică a , în mm			
0,8...1,45	1,9...2,9	3... 3,8	4...6	0,83...1,45	1,5... 2,83	3... 3,8	4...6
0,12	0,15	—	—	0,12	0,15	—	—
0,22	0,26	0,30	0,40	0,22	0,26	0,30	0,40
0,36	0,40	0,50	0,50	0,36	0,40	0,50	0,60
0,45	0,45	0,50	0,60	0,45	0,45	0,50	0,50
0,55	0,60	0,60	0,60	0,55	0,60	0,60	0,60
0,70	0,70	0,80	0,90	0,70	0,70	0,80	0,90
0,040	—	—	—	0,040	—	—	—
0,080	—	—	—	0,080	—	—	—
0,04...0,08	0,05...0,08	—	—	0,05...0,09	0,06... 0,1	0,1	0,12
0,125...0,135	—	—	—	—	—	—	—

Izolația		Conductor rotund				
Compunerea	Simbol	0,03... 0,09	0,1... 0,18	0,19... 0,29	0,3... 0,48	0,5... 0,075
Sticlă	1 × înfășurare	—	—	—	—	—
	2 × înfășurare	—	—	—	—	—
	3 × înfășurare	—	—	—	—	—
	1 × țesătură	—	—	—	—	—
	1 × înfășurare + 1 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × înfășurare + 1 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × țesătură	—	—	—	—	—
Email tereftalic + sticlă	1 × înfășurare	—	—	—	—	—
	2 × înfășurare	—	—	—	—	—
	3 × înfășurare	—	—	—	—	—
	1 × țesătură	—	—	—	—	—
	1 × înfășurare + 1 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × înfășurare + 1 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × țesătură	—	—	—	—	—
	2 × țesătură	—	—	—	—	—
Hirtie H	H	Creșterea dimensiunilor conductorului este egală				

diametru d, în mm				Conductor profilat-latura mică a, în mm			
0,8 ... 1,45	1,9...2,9	3... 3,8	4...6	0,83...1,45	1,5... 2,83	3... 3,8	4...6
0,20	0,25	—	—	—	—	—	—
0,30	0,35	0,35	0,35	0,35	0,35	0,40	0,45
—	—	0,45	0,45	—	—	—	—
—	—	—	—	0,40	0,40	0,45	0,50
—	—	—	—	0,55	0,60	0,65	0,65
—	—	—	—	—	0,70	0,75	0,75
—	—	—	—	—	0,70	0,75	0,75
0,25	0,30	—	—	—	—	—	—
0,35	0,40	0,40	0,40	0,40	0,40	0,45	0,50
—	—	0,50	0,50	—	—	—	—
—	—	—	—	0,45	0,45	0,50	0,55
—	—	—	—	0,60	0,65	0,70	0,70
—	—	—	—	—	0,75	0,80	0,80
—	—	—	—	—	0,75	0,80	0,80

cu grosimea bilaterală a izolației plus o abatere a acesteia de (10...15)%

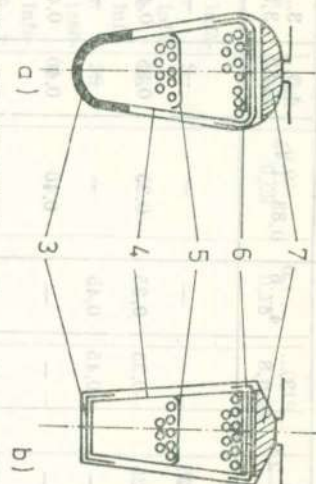


Fig. 7-I. Crestătură ovală sau trapezoidală cu conductor rotund.

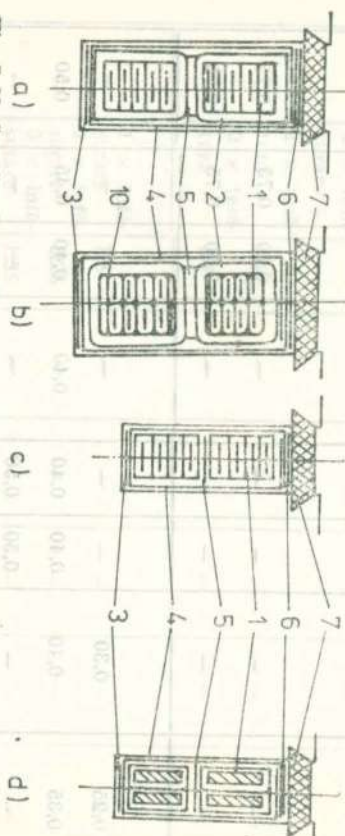


Fig. 7-II. Crestătură deschisă cu conductor profilat (a, b și c) sau bară continuă — fără muța de inseriere (d).

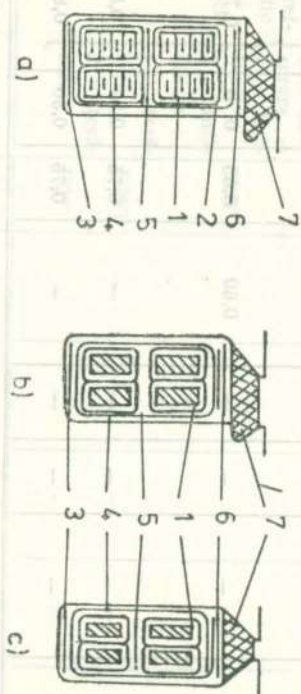


Fig. 7-III. Crestătură semideschisă ori semînchisă cu conductor profilat (a), cu bară continuă (b) sau cu semibară — cu muța de inseriere (c).

Observații: 1°. Materialele fireștei poziții în mai multe variante posibile, în funcție de clasa de izolație folosită, sînt indicate în tabelul 7-I.
2°. Poziția 10 — Izolație între rînduri — se pune în „Z” pe toată lungimea bobinei, din folie flexibilă cu grosimea de 0,2—0,3 mm.

TABELUL 7-I

Materiale electrotizolante recomandate pentru înfășurările mașinilor electrice rotative

Clasa de izolație	Izolație discontinuă		Izolație continuă		
	B	F	B	F	H
Izolația conductorului (poz. 1).	a) Email b) Micabandă pe hîrtie sau pînză c) Fire de sticlă + email cls. B (E2S) d) Samicabandă	a) Email b) Micabandă pe pînză c) Fire de sticlă + email cls. F (E2S) d) Samicabandă	a) Micabandă pe suport de mătase sau hîrtie b) Samicabandă poroasă pe suport de sticlă c) Samicabandă preîmpregnată pe suport de sticlă	a) Micabandă pe suport de țesătură de sticlă b) Samicabandă poroasă pe suport de sticlă c) Samicabandă preîmpregnată pe suport de sticlă	La schemele de izolație clasă H se folosesc materiale similare cu cele de la clasa F cu deosebirea că suportul benzilor și foliilor este din țesătură de sticlă, iar liantul sau lacul de impregnare este lacul siliconic. Benzile izolante constau din țesătură de sticlă impregnate în lac siliconic sau din cauciuc siliconic cu sau fără inserție de fire de sticlă
Izolația secției sau bobinei pe partea activă (poz. 2)	a) Teacă de mica-foliu cu șelac pe suport de hîrtie b) Teacă de samicafoliu preîmpregnat cu rășină sintetică cls. B	a) Teacă de mica-foliu pe pînză de sticlă b) Teacă din samicafoliu pe pînză de sticlă preîmpregnat cu rășină sintetică cls. F			
Izolația capetelor frontale ale secțiilor sau bobinelor	Tensiuni sub 1 kV (JT) a) Bandă de bum-bac impregnată b) Bandă de sticlă impregnată sau neîmpregnată	Tensiuni sub 1 kV (JT) a) Bandă de sticlă impregnată sau neîmpregnată	a) Bandă de sticlă tăcută b) Bandă de sticlă impregnată c) Bandă Epoflex (pe bază de pîslă din fibre poliesterice)		

TABELUL 7-I (continuare)

Clasă de izolație	Izolație discontinuă		Izolație continuă		
	B	F	B	F	H
Izolația creștăturii poz. 4	Tensiuni sub 1 kV (JT)		a) Prespan b) Leteroid c) Folie combinată pentru cls. B	a) Folie combinată pentru clasa F	
	a) Prespan b) Leteroid c) Folie combinată de clasă B	a) Folie combinată de clasă F			
	Tensiuni peste 1 kV (IT)				
	Se prevede prespan, leteroid sau altă folie cu scop de protecție mecanică; poate lipsi în cazuri justificate tehnologic				
Izolația între straturi și la fundul creștăturii poz. 3 și 5	a) Prespan b) Leteroid c) Micanită flexibilă (de formare) d) Folie combinată între faze în cazul mașinilor trifazate cu bobine moi din conductor emailat	a) Micanită flexibilă b) Sticlotextolit c) Folie combinată între faze în cazul mașinilor trifazate cu bobine moi din conductor emailat	a) Prespan b) Leteroid c) Micanită flexibilă	a) Micanită flexibilă b) Sticlotextolit	
	Obs. Această izolație se așază peste poz. 1	Obs. Această izolație se așază peste poziția 1			

TABELUL 7-I (continuare)

Clasă de izolație	Izolație discontinuă		Izolație continuă		
	B	F	B	F	H
Izolația sub pană poz. 6	a) Sticlotextolit	a) Sticlotextolit	a) Sticlotextolit	a) Sticlotextolit	
Pana poz. 7	a) Lemn fiert în ulei b) Pertinax (Izoplac) c) Sticlotextolit d) Lemn densificat	a) Sticlotextolit b) Pană trasă din fire de sticlă înclăiată cu e-poxi	a) Lemn fiert în ulei b) Pertinax (Izoplac) c) Sticlotextolit	a) Sticlotextolit b) Pană trasă din fire de sticlă înclăiată în e-poxi	

TABELUL 7-II

Grosimea tecilor izolante

Tensiunea nominală	Semicabandă preimpr.	Semicafoliu impregnat	Micafoliu cu țelac
până la 1 kV	0,8—1,2 mm	1,00—1,2 mm	0,5 —0,75 mm
până la 3 kV	1,2—1,5 mm	1,4 —1,8 mm	1 —1,5 mm
până la 6 kV	1,6—2 mm	2 —2,5 mm	1,75—2 mm
până la 10 kV	2,2—3 mm	3 —3,5 mm	3 —3,5 mm

Izolația părții frontale a bobinelor la tensiuni peste 1 kV (IT)

- Micabandă sau samcabandă preimpregnată cu o grosime totală mai mică decât teaca plus 1—2 straturi de pinză lăcuită sau bandă de sticlă impregnată.
- Micabandă sau samcabandă preimpregnată cu o grosime totală mai mică decât a tecii plus 1—2 straturi bandă Epoflex sau bandă de sticlă impregnată de 0,10—0,15.

Obs. 1. Poz. 1, 2, 3... corespund cu pozițiile indicate în figurile 7-I, 7-II și 7-III.

2. Indicii a, b, c reprezintă variante posibile.

3. Izolarea conductoarelor cu micabandă sau samcabandă se face 1X1/2 suprapus.

4. Grosimea tecii izolante se alege în funcție de tensiunea nominală conform tabelului 7-II.

ANEXA 8

TABELUL 8-I

Dimensiunile și secțiunile conductoarelor profilate din aluminiu
(Extras din STAS 6499/1-74)

SÎRME DREPTUNGHIIULA RE

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	1,00	1,06	1,12	1,18	1,25	1,32	1,40	1,50
2,00	1,79	1,90	2,03	2,14	2,39	2,42	2,50	—
2,12	1,91	2,03	2,16	—	2,44	2,59	2,75	—
2,24	1,66	2,16	2,29	2,43	2,59	2,74	2,92	3,14
2,36	2,14	—	2,43	—	2,73	—	3,09	—
2,50	2,29	2,44	2,59	2,74	2,91	3,09	3,29	3,50
2,65	2,44	2,6	2,75	—	3,10	3,29	3,50	—
2,80	2,59	2,75	2,92	3,09	3,29	3,48	3,71	3,98
3,00	2,79	2,97	3,15	—	3,54	3,75	3,99	—
3,15	2,93	3,12	3,31	3,50	3,72	3,94	4,20	4,51
3,35	3,13	—	3,54	—	3,97	—	4,47	—
3,55	3,34	3,55	3,76	3,97	4,22	4,47	4,76	5,11
3,75	3,54	3,76	3,99	—	4,47	4,74	5,04	—
4,00	3,79	4,03	4,27	4,50	4,79	5,07	5,39	5,78
4,25	4,03	—	4,54	—	5,10	—	5,73	—
4,50	4,29	4,56	4,83	5,09	5,41	5,73	6,09	6,53
4,75	4,54	4,82	5,11	—	5,72	6,06	6,44	—
5,00	4,79	5,09	5,39	5,68	6,04	6,39	6,79	7,28
5,30	5,08	—	5,72	—	6,41	—	7,20	—
5,60	5,39	5,72	6,06	6,39	6,79	7,18	7,63	8,18
6,00	5,79	6,15	6,51	—	7,29	7,70	8,19	—
6,30	6,09	6,46	6,84	7,22	7,66	8,10	8,61	9,23
6,70	6,48	—	7,29	—	8,16	—	9,16	—
7,10	6,89	7,31	7,74	8,16	8,66	9,16	9,73	10,4
7,50	7,29	7,73	8,19	—	9,16	9,68	10,3	—
8,00	7,79	8,27	8,75	9,22	9,79	10,4	11,0	11,8
8,50	8,29	8,80	9,31	—	10,4	11,0	11,7	—
9,00	8,79	9,38	9,87	10,4	11,0	11,7	12,4	13,3
9,50	—	—	—	—	11,7	—	13,1	—
10,0	—	—	11,0	—	12,3	13,0	13,8	14,8
10,6	—	—	—	—	—	13,8	14,6	—
11,2	—	—	—	—	13,8	14,6	15,5	16,6
11,8	—	—	—	—	—	—	—	—
12,5	—	—	—	—	—	—	17,3	18,5
13,2	—	—	—	—	—	—	—	—
14,0	—	—	—	—	—	—	—	—

TABELUL 8-I (continuare)

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	1,60	1,70	1,80	1,90	2,00	2,12	2,24	2,36
2,00	3,00	—	3,25	—	3,64	—	—	—
2,12	3,18	3,24	3,45	—	—	4,14	—	—
2,24	3,37	3,65	3,67	—	4,12	—	4,64	—
2,36	3,56	—	—	—	—	—	—	—
2,50	3,79	3,89	4,14	4,39	4,64	4,94	—	5,35
2,65	4,03	4,14	4,41	4,67	—	5,26	5,58	5,70
2,80	4,27	4,40	4,68	4,96	5,24	5,58	5,90	6,05
3,00	4,59	4,71	5,04	5,34	5,64	6,00	6,38	6,52
3,15	4,83	4,99	5,31	5,62	5,94	6,32	6,69	6,85
3,35	5,16	—	5,67	—	6,34	—	7,14	—
3,55	5,17	5,67	6,03	6,38	6,74	7,16	7,59	7,83
3,75	5,70	6,16	6,39	6,76	7,14	7,60	8,04	8,32
4,00	6,19	6,44	6,87	7,24	7,64	8,18	8,50	8,91
4,25	6,58	—	7,29	—	8,14	—	9,16	—
4,50	6,98	7,29	7,74	8,19	8,64	9,18	9,72	10,1
4,75	7,39	7,71	8,19	8,66	9,11	9,76	10,3	10,7
5,00	7,79	8,14	8,64	9,14	9,64	10,2	10,8	11,3
5,30	8,26	—	9,18	—	10,2	—	11,5	—
5,60	8,75	9,16	9,72	10,3	10,8	11,5	12,2	12,7
6,00	9,39	10,0	10,4	11,2	11,6	12,3	13,1	13,7
6,30	9,87	10,4	11,0	11,6	12,2	13,0	13,8	14,3
6,70	10,5	—	11,7	—	13,0	—	14,7	—
7,10	11,2	11,7	12,4	13,1	13,8	14,7	15,5	16,2
7,50	11,8	12,3	13,1	13,8	14,6	15,5	16,4	17,1
8,00	12,6	13,2	14,0	14,8	15,6	16,6	17,6	18,3
8,50	13,4	14,0	15,0	15,7	16,6	17,6	18,7	19,5
9,00	14,2	14,9	15,8	16,7	17,6	18,7	19,8	20,7
9,50	15,0	—	16,7	—	18,6	—	20,9	—
10,0	15,8	16,6	17,6	18,6	19,6	20,8	22,0	23,0
10,6	16,8	17,6	18,7	19,7	20,8	22,1	23,4	24,4
11,2	17,7	18,7	19,8	20,9	22,0	23,4	24,7	25,9
11,8	18,7	—	20,9	—	23,2	—	26,1	—
12,5	19,8	20,9	22,1	23,4	24,6	26,1	27,6	29,0
13,2	20,9	22,0	23,4	24,7	26,0	27,6	29,2	30,7
14,0	22,2	23,4	24,8	26,2	27,6	29,3	31,0	32,5
15,0	—	—	26,6	28,1	29,6	31,4	33,2	34,8
16,0	—	28,4	28,4	—	31,6	33,6	35,5	37,2
17,0	—	—	—	31,9	—	35,6	37,7	39,5
18,0	—	—	—	—	35,6	37,7	40,0	41,9
19,0	—	—	—	—	—	—	42,2	44,2
20,0	—	—	—	—	—	—	44,4	—

TABELUL 8-I (continuare)

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	2,50	2,65	2,80	3,00	3,15	3,35	3,55	3,75
2,50	5,70	—	—	—	—	—	—	—
2,65	—	6,47	—	—	—	—	—	—
2,80	6,45	—	7,30	—	—	—	—	—
3,00	—	7,40	7,85	—	—	—	—	—
3,15	7,32	7,80	8,26	8,90	9,37	—	—	—
3,35	—	—	—	—	10,0	—	—	—
3,55	8,33	8,92	9,39	—	10,7	11,4	12,1	—
3,75	8,83	9,46	10,1	—	11,3	12,0	12,8	13,3
4,00	9,45	10,1	10,7	—	12,1	12,9	13,7	14,2
4,25	10,1	—	11,3	—	—	—	—	—
4,50	10,7	11,4	12,1	12,9	13,7	14,5	15,4	16,0
4,75	11,3	12,0	12,8	—	14,4	15,3	16,3	17,0
5,00	12,0	12,7	13,5	14,5	15,2	16,2	17,2	17,9
5,30	12,7	—	14,3	—	16,1	—	18,3	—
5,60	13,5	14,3	15,1	16,2	17,1	18,2	19,3	20,1
6,00	14,4	15,4	16,3	—	18,3	19,8	20,8	21,6
6,30	15,2	16,2	17,1	18,3	19,3	20,6	21,8	22,8
6,70	16,2	—	18,2	—	20,6	—	23,2	—
7,10	17,2	18,3	19,3	20,7	21,8	23,2	24,7	25,8
7,50	18,2	19,4	20,5	—	23,1	24,6	26,1	27,3
8,00	19,5	20,7	21,9	23,4	24,6	26,3	27,9	29,1
8,50	20,7	22,0	23,3	—	26,2	28,0	29,6	31,0
9,00	22,0	23,3	24,7	26,4	27,8	29,6	31,4	32,9
9,50	23,2	—	26,0	—	29,4	—	33,2	—
10,0	24,5	26,0	27,5	29,5	30,9	33,0	35,0	36,6
10,6	26,0	27,6	29,1	—	32,8	35,0	37,1	38,9
11,2	27,5	29,1	30,8	33,0	34,7	37,0	39,2	41,1
11,8	29,0	—	32,5	—	36,6	—	41,3	—
12,5	30,7	32,6	34,5	37,0	38,8	41,3	43,8	46,0
13,2	32,4	34,6	36,4	—	41,0	43,3	46,3	48,7
14,0	34,5	36,6	38,7	41,4	43,6	46,4	49,2	52,0
15,0	37,0	39,2	41,5	—	46,7	49,7	52,7	55,3
16,0	39,5	41,8	44,3	47,5	49,9	53,0	56,3	59,1
17,0	—	44,5	47,1	—	53,0	56,4	59,9	62,9
18,0	44,5	47,2	49,9	—	56,2	59,8	63,4	66,6
19,0	—	49,7	52,7	—	59,3	63,1	66,9	70,4
20,0	49,5	52,5	—	59,5	62,5	—	70,5	—
22,0	—	—	61,1	—	68,8	73,1	77,5	81,6
25,0	—	—	69,5	74,5	78,2	83,2	88,2	92,9
26,5	—	—	—	—	83,0	88,2	93,5	98,5
28,0	—	—	—	—	87,7	93,2	98,9	104
30,0	—	—	—	—	—	—	106	112
32,0	—	—	—	—	—	—	—	119

TABELUL 8-I (continuare)

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	4,00	4,25	4,50	4,75	5,00	5,30	5,60	6,00	6,30
4,00	15,1	—	—	—	—	—	—	—	—
4,25	16,2	—	—	—	—	—	—	—	—
4,50	16,7	18,3	19,3	—	—	—	—	—	—
4,75	—	19,3	—	21,7	—	—	—	—	—
5,00	19,1	20,4	21,6	—	24,1	—	—	—	—
5,30	—	—	—	—	25,6	—	—	—	—
5,60	21,5	22,9	24,2	25,7	27,6	28,8	30,5	—	—
6,00	23,1	24,6	26,0	27,6	—	30,9	—	35,1	—
6,30	24,3	25,9	27,5	29,0	30,6	32,5	34,4	36,9	38,8
6,70	25,9	—	29,3	—	—	—	—	—	—
7,10	27,5	29,3	31,1	32,9	34,6	36,8	38,9	41,7	43,8
7,50	29,1	31,0	32,9	34,8	36,6	38,9	41,1	44,1	46,3
8,00	31,1	33,1	35,1	37,1	39,1	41,5	43,9	47,1	49,5
8,50	33,1	35,2	37,4	39,5	—	44,2	46,7	50,1	52,7
9,00	35,1	37,4	39,6	41,9	44,1	46,8	49,5	53,1	55,8
9,50	37,1	—	41,9	—	46,6	—	52,3	—	—
10,0	39,1	41,6	44,1	46,6	49,1	52,1	55,1	59,1	62,1
10,6	41,5	44,2	46,8	49,5	52,1	55,3	58,5	62,7	65,0
11,2	43,9	46,7	49,5	52,3	55,1	58,5	61,9	66,3	69,7
11,8	46,3	—	52,2	—	58,1	—	65,2	—	—
12,5	49,1	52,3	55,4	58,5	61,6	65,4	69,1	74,1	77,8
13,2	51,9	55,2	58,2	61,8	65,1	69,1	73,1	78,3	82,3
14,0	55,1	58,6	62,1	65,6	69,1	73,3	77,5	83,1	87,3
15,0	59,1	62,9	66,6	70,3	74,1	78,6	83,1	89,1	93,7
16,0	63,1	67,1	71,1	75,1	79,1	83,9	88,7	95,1	100
17,0	—	71,4	75,6	79,8	—	89,2	94,3	101	106
18,0	71,1	75,6	80,1	84,6	89,1	94,6	100	107	112
19,0	—	79,8	84,6	89,3	—	100	106	113	119
20,0	79,1	—	89,1	—	99,1	—	111	119	125
22,0	—	92,6	98,1	104	109	116	122	131	138
25,0	99,1	105	112	118	124	132	139	149	157
26,5	—	111	118	125	—	140	147	158	—
28,0	111	118	125	132	139	148	156	167	—
30,0	119	127	134	142	149	158	167	—	—
32,0	127	135	143	151	—	—	—	—	—
36,0	143	152	161	170	—	—	—	—	—

TABELUL 8-I (continuare)

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	7,1	8	9	10	11, 2	12,5	13,5	14,5	15,5	16
7,10	49,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—
7,50	52,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—
8,00	55,9	63,1	—	—	—	—	—	—	—	—
8,50	59,3	67,1	—	—	—	—	—	—	—	—
9,00	63,0	71,1	80,1	—	—	—	—	—	—	—
9,50	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10,0	70,1	79,1	89,1	99,1	—	—	—	—	—	—
10,6	74,3	83,9	94,6	—	—	—	—	—	—	—
11,2	78,7	88,7	100	111	125	—	—	—	—	—
11,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12,5	87,9	99,1	112	124	139	156	—	—	—	—
13,2	92,8	105	118	—	—	—	178	—	—	—
14,0	98,5	111	125	139	—	—	—	203	—	—
15,0	106	119	134	149	—	—	—	—	232	—
16,0	113	127	—	—	—	—	—	—	—	255
17,0	120	135	—	—	—	—	—	—	—	—
18,0	127	143	—	—	—	—	—	—	—	—
19,0	134	151	—	—	—	—	—	—	—	—
20,0	141	159	—	—	—	—	—	—	—	—
22,0	155	—	—	—	—	—	—	—	—	—

TABELUL 8-II

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	5,00	5,30	5,60	6,00	6,30	7,10	8,00	9,00	10,0	11,2	12,5
16,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	178	199
18,0	—	—	—	—	—	—	—	—	—	200	—
20,0	—	—	—	—	—	—	—	—	199	223	249
22,0	—	—	—	—	—	—	—	197	—	245	—
25,0	—	—	—	—	—	177	199	224	249	279	311
28,0	—	—	—	167	175	198	—	251	—	313	—
32,0	—	169	178	191	201	226	—	287	—	357	—
36,0	179	—	201	215	226	—	287	—	359	—	449
40,0	199	—	223	239	251	283	319	359	399	447	499
45,0	224	—	251	269	283	319	359	404	449	498	562
50,0	249	—	279	299	314	351	399	449	499	559	624
56,0	279	—	313	335	352	397	449	503	559	—	699
63,0	314	—	352	377	396	400	503	566	620	—	787
71,0	—	—	—	—	—	—	567	638	709	—	886
80,0	—	—	—	479	—	567	639	—	799	—	999
90,0	—	—	—	539	—	638	719	—	899	—	1 121
100	—	—	—	599	—	709	799	—	999	—	1 219
105	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1 270
110	—	—	—	—	—	—	—	990	—	—	—
120	—	—	—	—	—	—	959	1 079	—	—	1 450
125	—	—	—	—	—	—	—	1 124	—	—	—
130	—	—	—	—	—	—	—	1 169	—	—	—

TABELUL 8-III

$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	14,0	16,0	18,0	20,0	22,0	25,0	28,0	32,0
16,0	223	255	—	—	—	—	—	—
18,0	251	—	323	—	—	—	—	—
20,0	279	319	359	399	—	—	—	—
22,0	307	—	395	—	461	—	—	—
25,0	349	399	449	499	—	624	—	—
28,0	391	—	503	—	615	—	783	—
32,0	447	—	575	—	703	—	894	1 022
36,0	—	—	—	719	—	899	—	1 295
40,0	559	639	719	799	—	999	1 119	—
45,0	629	719	809	899	—	—	1 259	—
50,0	699	799	899	999	—	—	—	—
56,0	—	895	—	1 007	—	—	—	—
63,0	—	1 007	—	1 259	—	—	—	—
71,0	—	1 135	—	—	—	—	—	—
80,0	1 119	—	—	—	—	—	—	—
90,0	1 259	1 439	—	—	—	—	—	—
100	—	1 599	—	—	—	—	—	—
105	1 469	—	—	—	—	—	—	—
110	1 539	—	—	—	—	—	—	—
120	—	1 919	—	—	—	—	—	—
125	1 749	—	—	—	—	—	—	—
130	—	2 079	—	—	—	—	—	—

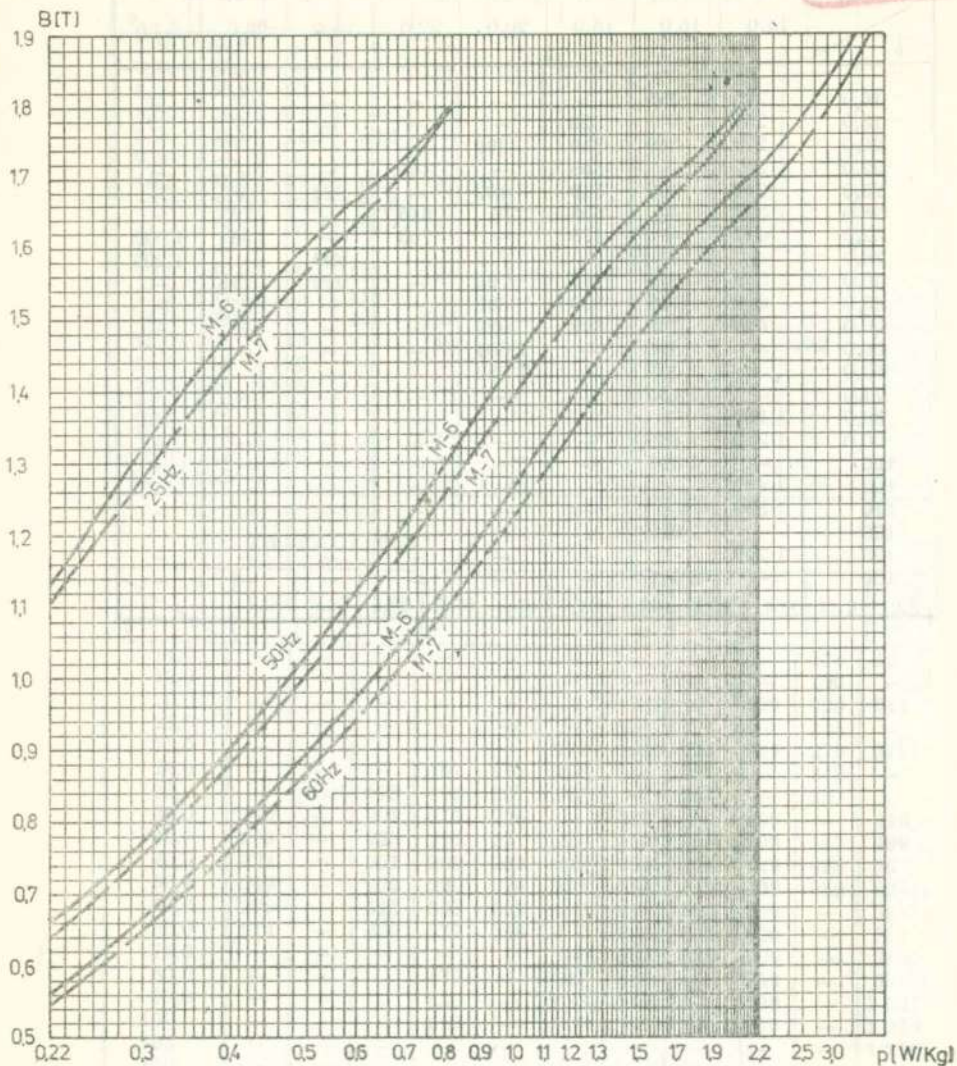


Fig. 9-I. Pierderile specifice funcție de inducție, la tabla cu cristale orientate, cînd direcția de magnetizare coincide cu cea de laminare, la tolele de tip ARMCO, recoapte la 790°C, pentru diferite frecvențe (apropiate de cea industrială).

Grosimea tablei: 0,35 mm.

Densitatea medie: 7 650 kg/m³.

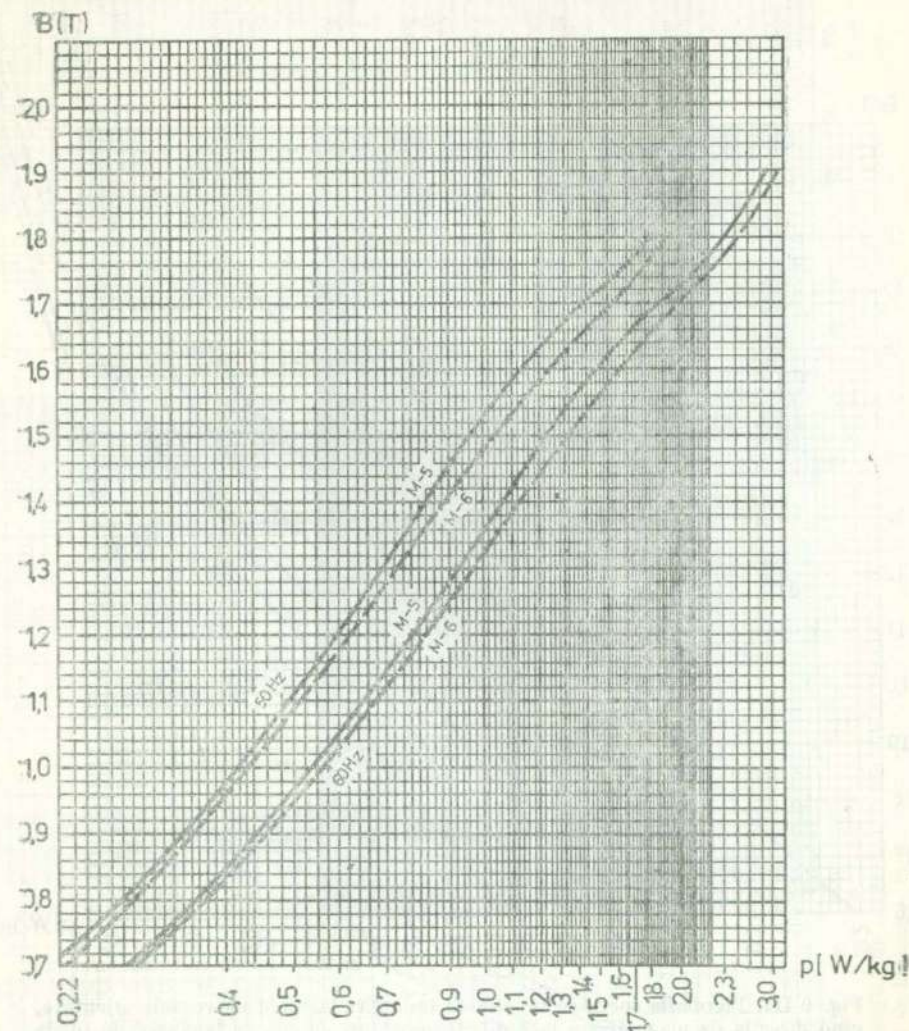


Fig. 9-II. Pierderile specifice funcție de inducție, la tabla cu cristale orientate, cînd direcția de magnetizare coincide cu cea de laminare, la tole de tip ARMCO, recoapte la 790°C.

Grosimea tablei: 0,30 mm.

Densitatea medie: 7 650 kg/m³.

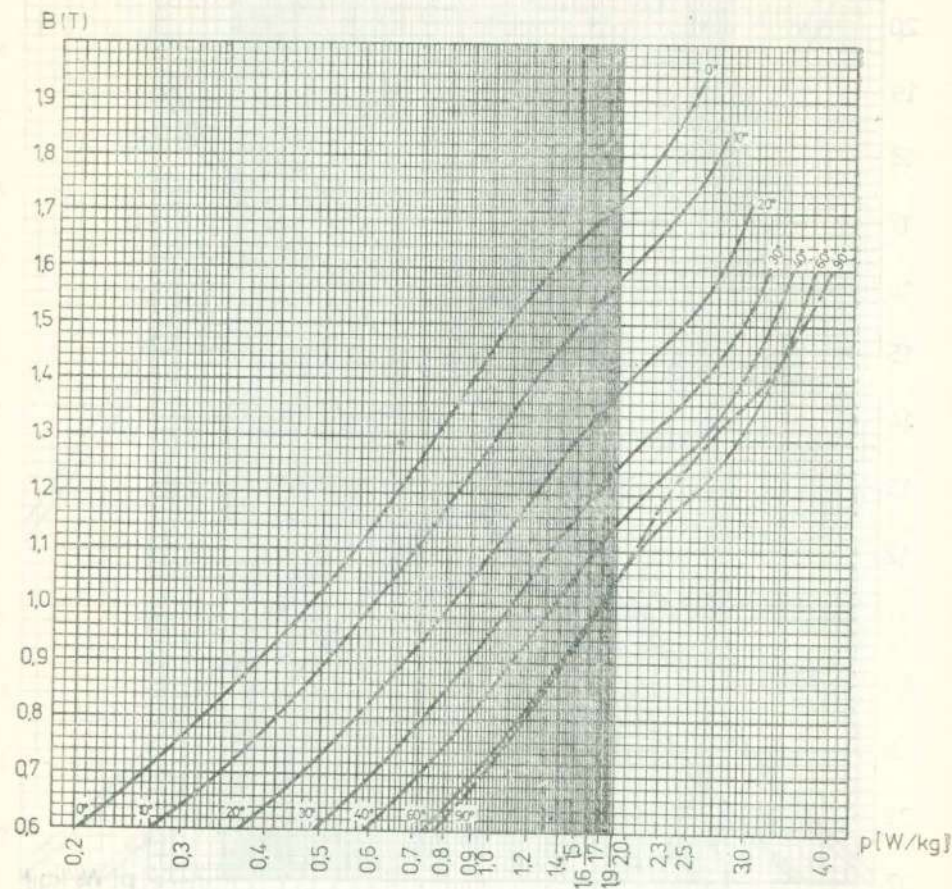


Fig. 9-III. Pierderile specifice funcție de inducție, la tabla cu cristale orientate, cind direcția de magnetizare face diferite unghiuri cu cea de laminare, la tolele de tip ARMCO M6, recoapte la 790°C.

Grosimea tablei: 0,35 mm.

Densitatea medie: 7 650 kg/m³.

Frecvența de magnetizare: 50 Hz.

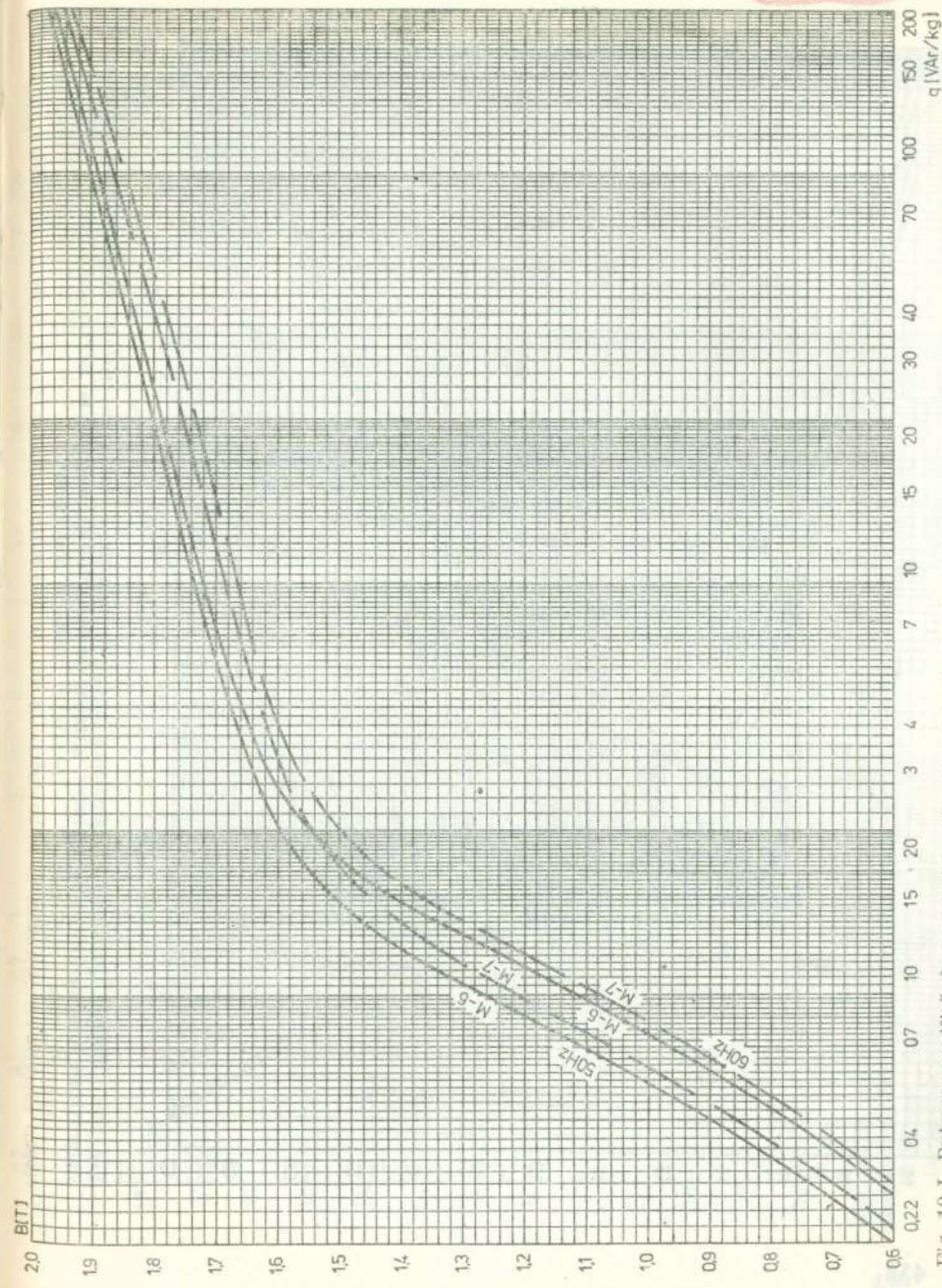


Fig. 10-I. Puterea specifică de magnetizare funcție de inducție, la tabla cu cristale orientate, cind direcția de magnetizare coincide cu cea de laminare, la tolele de tip ARMCO M6, recoapte la 790°C.

Grosimea tablei: 0,35 mm.

Densitatea medie: 7 650 kg/m³.

Notă. Efectele întrefierurilor de la îmbinările tolelor, au fost luate în considerație la trăsarea curbelor.

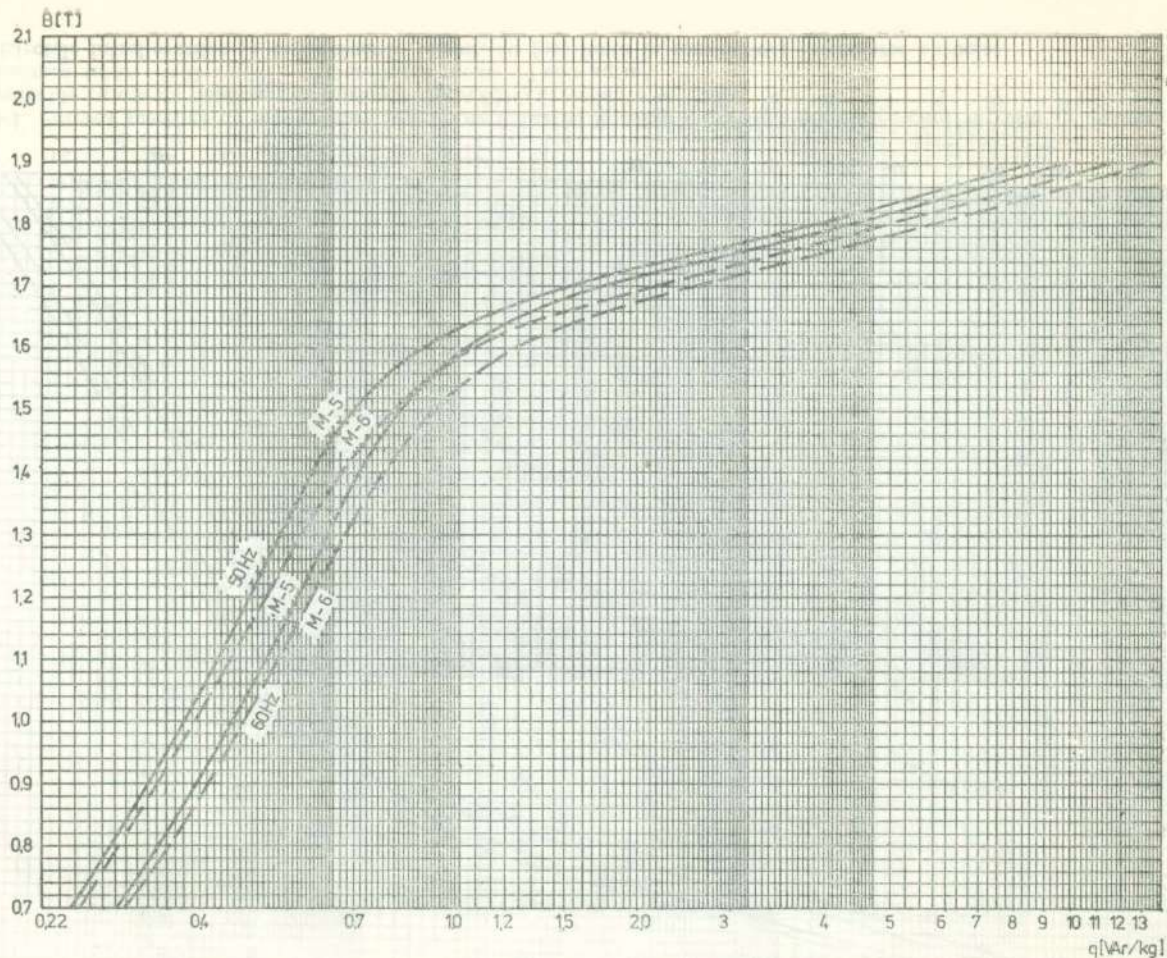


Fig. 10-II. Puterea specifică de magnetizare funcție de inducție, la tabla cu cristale orientate, cind direcția de magnetizare coincide cu cea de laminare, la tolele de tip ARMCO, recoapte la 790°C.

Grosimea tablei: 0,30 mm.

Densitatea medie: 7 650 kg/m³.

Notă. Efectele întrefierurilor de la îmbinările tolelor, au fost luate în considerație la trasarea curbelor.

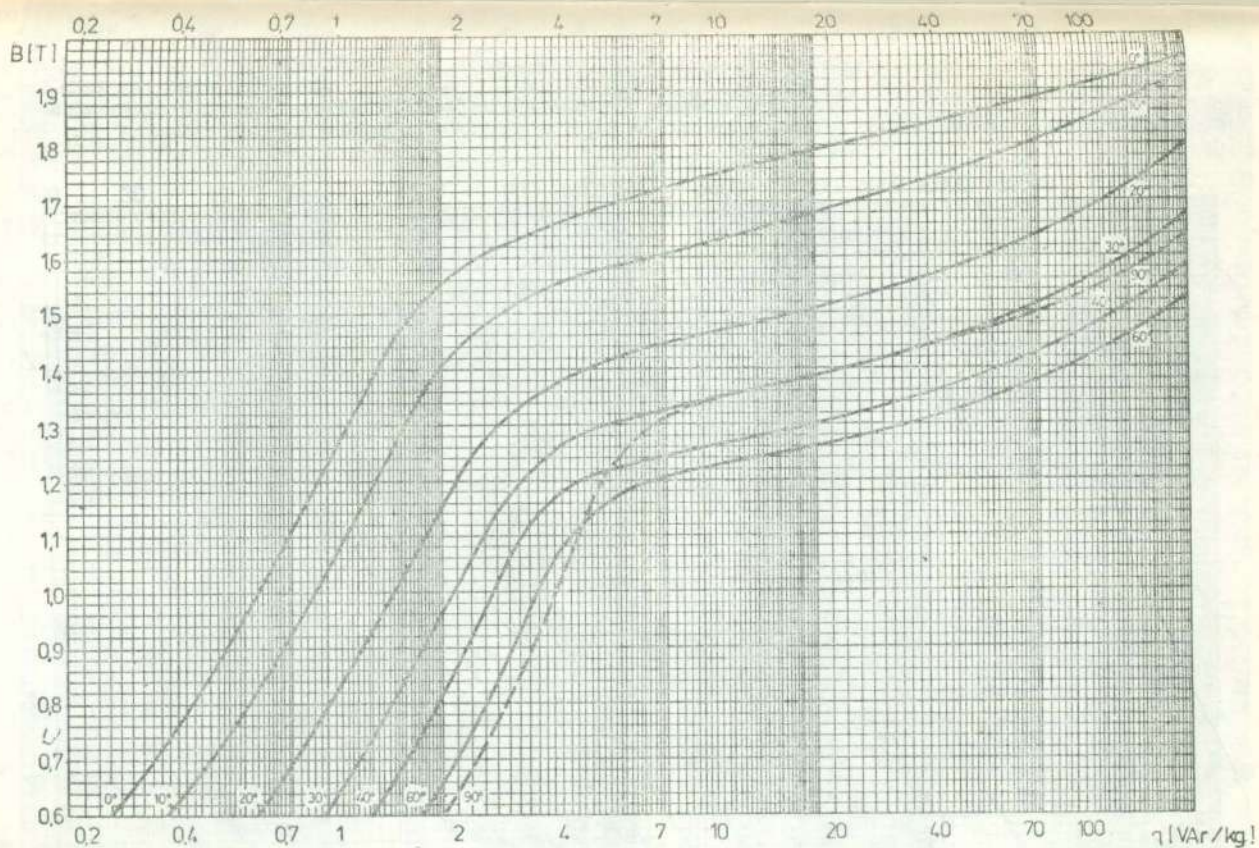


Fig. 10-III. Puterea specifică de magnetizare funcție de inducție, la tabla cu cristale orientate, cind direcția de magnetizare face diferite unghiuri cu cea de laminare, la tolele de tip ARMCO M6, recoapte la 790°C.

Grosimea tablei: 0,35 mm.

Densitatea medie: 7 650 kg/m³.

Frecvența de magnetizare: 50 Hz.

Notă. Efectele întrefierurilor de la îmbinările tolelor, au fost luate în considerație la trasarea curbelor.

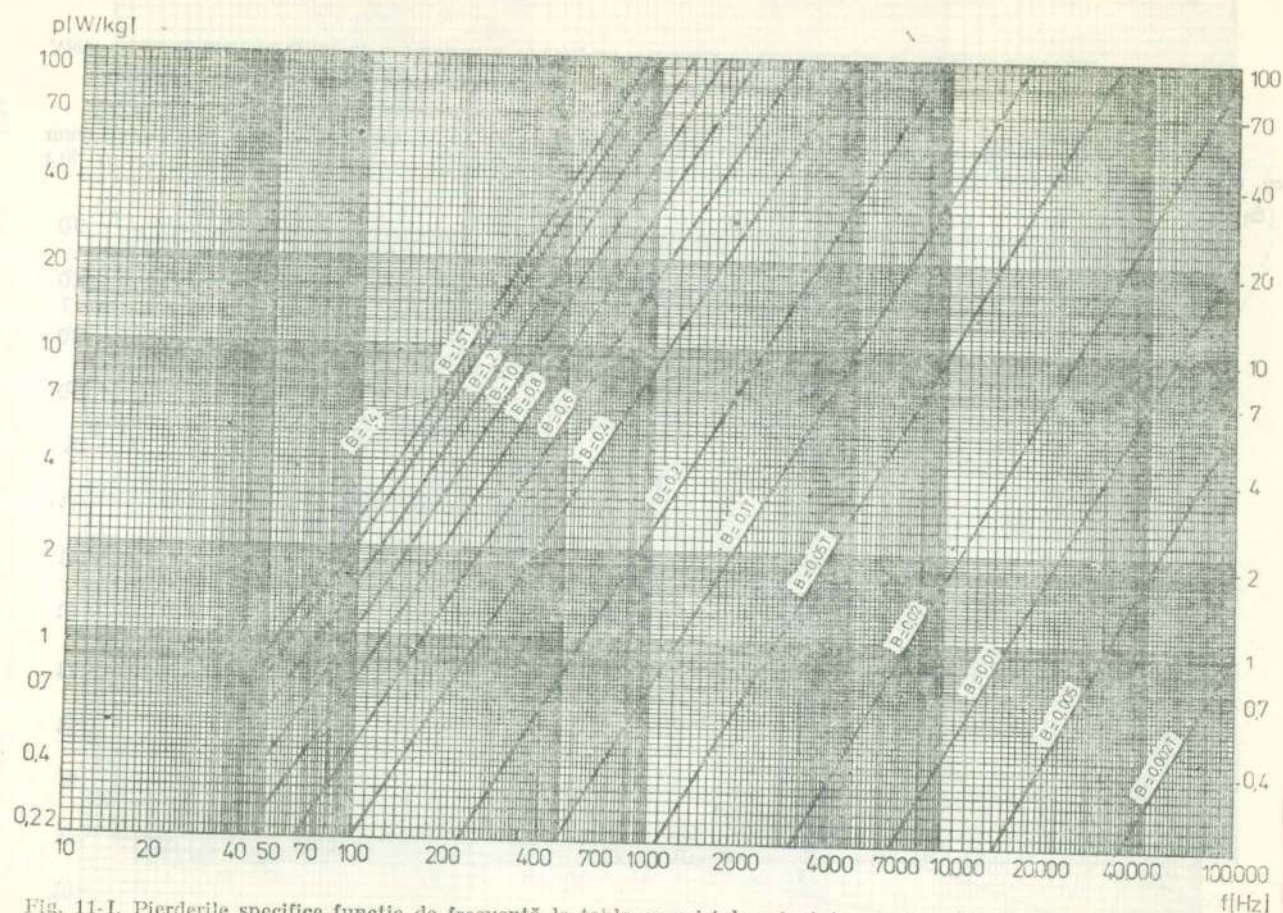


Fig. 11-I. Pierderile specifice funcție de frecvență la tabla cu cristale orientate, pentru diferite inducții cînd direcția de magnetizare coincide cu cea de laminare, la tolele de tip ARMCO M5.

Grosimea tablei: 0,30 mm.

Densitatea medie: 7 650 kg/m³.

Notă. Efectele întrefierurilor de la îmbinările tolelor, au fost luate în considerație la trasarea curbelor.

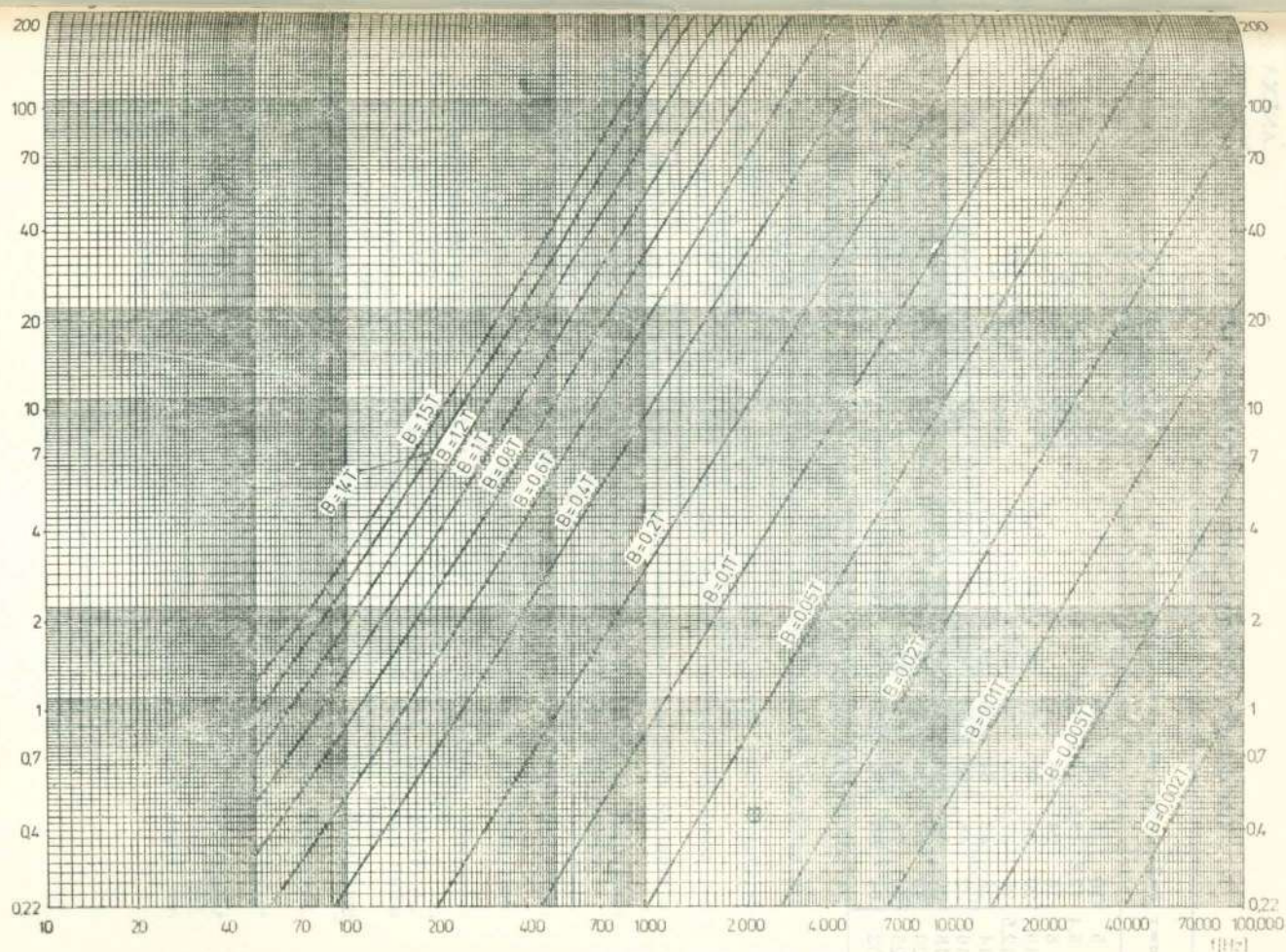


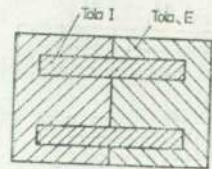
Fig. 11-II. Puterea specifică de magnetizare funcție de frecvență la tabla cu cristale orientate, pentru diferite inducții, cînd direcția de magnetizare coincide cu cea de laminare, la tolele de tip ARMCO M5. Grosimea tablei: 0,30 mm.

Densitatea medie: 7 650 kg/m³. Notă. Efectele întrefierurilor de la îmbinările tolelor, au fost luate în considerație

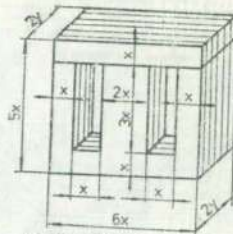
la trasarea curbelor.

Tole decupate fără deșeuri pentru transformatoare mici.

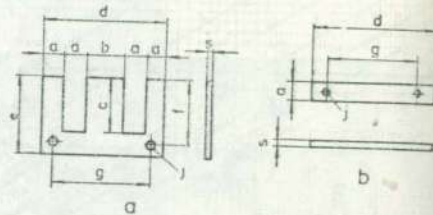
$a=x$	$b=2x$	$c=3x$	$d=6x$	$e=4x$	$f=3,5x$	$g=5x$	j
5	10	15	30	20	—	—	—
6,4	12,8	19,5	38,4	25,6	—	—	—
8	16	24	48	32	—	—	—
10	20	30	60	40	35	50	3,5
12,5	25	37,5	75	50	43,75	62,5	3,5
14	28	42	84	56	49	70	4,5
16	32	48	96	64	56	80	4,5
18	36	54	108	72	63	90	6
20	40	60	120	80	70	100	7
25	50	75	150	100	87,5	125	9
32	64	96	192	128	112	160	11



Plan de tăiere fără pierderi, la tola tip EI.



Configurația geometrică a tolei economice de tip EI.



Tipul de tola economică EI.

BIBLIOGRAFIE

- SERGHEEV, P. S., VINOGRADOV, N. V., GORIANOV, F. A.: *Proiectare electrică a mașinilor electrice*. Izdatelstvo energija, Moskva, 1969.
- BĂLĂ, C.: *Proiectarea mașinilor electrice*. Editura didactică și pedagogică, București, 1967.
- NICOLAIDE, A.: *Mașini electrice*, vol. I, II. Editura „Scrisul românesc”, Craiova, 1975.
- GHEORGHIU, I. S., FRANSUA, A.: *Tratat de mașini electrice*, vol. II, III. Editura Academiei R.S.R., București, 1970.
- RICHTER, R.: *Mașini electrice*, vol. I, III, IV. Traducere din limba germană. Editura tehnică, București, 1960.
- POSTNIKOV, I. M.: *Proektirovanie elektriceskih mašin*. Kiev, Gosudarstvennoe izdatelstvo tehniceskoi literatury, Kiev, 1960.
- RICHTER, R.: *Înfășurările mașinilor electrice*. Traducere din limba germană. Editura tehnică, București, 1958.
- KLAMT, J.: *Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen*. Springer — Verlag, Berlin, 1962.
- LIWSCHITZ, M.: *Calcul des machines électriques*, tom. I, et II. Traduction et adaptation de Louis Maret. Spes Lausanne, Paris, 1967 et 1970.
- DANILEVICI, B., DOMBROVSKI, V. V., KAZOVSKI, E.: *Parametrii mașinilor electrice*. Traducere din limba rusă. Editura tehnică, București, 1968.
- ALEXEEV, E.: *Construcția mașinilor electrice*. Traducere din limba rusă. Editura energetică de stat, București, 1954.
- WIEDEMANN, E., KELLENBERGER, W.: *Konstruktion elektrischer Maschinen*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1967.
- JEZIERSKI, E., GOGOLEVSKI, Z., KOPCZYNSKI, K., SZMIT, J.: *Transformatoare electrice. Construcție și proiectare*. Traducere din limba polonă, adaptată și completată. Editura tehnică, București, 1966.
- KÜCHLER, D.: *Die Transformatoren. Grundlagen für ihre Berechnung und Konstruktion*. Springer-Verlag, Berlin, 1966.
- TIHOMIROV, P. M.: *Reset transformatorov*. Energija, Moskva, Leningrad, 1976.
- FRANSUA, AL., NICOLAIDE, A., TRIFU, GH.: *Mașini electrice. Exploatare și regimuri de funcționare*. Editura tehnică, București, 1973.
- NICOLAIDE, A.: *Pierderi suplimentare în rotoarele cu colție ale mașinilor asincrone și sincrone*. În: *Electrotehnica*, 12, nr. 10, 1964, p. 361—367.
- BĂLĂ, C., FETIȚA, C., LEFTER, V.: *Cartea bobinatorului de mașini electrice*. Editura tehnică, București, 1967.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100

Redactor : VASILE PREDESCU

Bun de tipar : 23.XI.1981

Coli de tipar : 29

CRAIOVA, 1981

Intreprinderea poligrafică „Oltenia“,

str. Mihai Viteazul nr. 4, Craiova

Comanda nr. 438



